

В. В. Дроздов

Любительские КВ трансиверы

Издательство «Радио и связь»



Основана в 1947 году
Выпуск 1118

В. В. Дроздов

Любительские КВ трансиверы



Москва
«Радио и связь» 1988

ББК 32.884.19
Д 75
УДК 621.396.21

Рецензент канд. техн. наук В. Т. Поляков

Дроздов В. В.
Д 75 Любительские КВ трансиверы. — М.: Радио и связь, 1988. — 176 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1118)

ISBN 5-256-00071-3

Рассмотрены требования, предъявляемые к параметрам современной спортивной любительской КВ аппаратуры и принципы их реализации. Приведено описание принципиальных схем, конструкции и методики настройки вседиапазонного КВ трансивера и узлов трансивера, работающего в диапазоне 7—14 МГц.

Для широкого круга радиолюбителей.

Д $\frac{2402020000-015}{046(01)-88}$ КБ-27-6-87 **ББК 32.884.19**

ISBN **5-256-00071-3**

Предисловие

Любительской радиосвязью на коротких волнах увлекаются многие тысячи людей различных возрастов и профессий. Коротковолновики общаются по «эфиру» с коллегами, живущими как по-соседству, так и на других континентах, участвуют в многочисленных внутрисоюзных и международных соревнованиях (радиоспорт входит в Единую спортивную классификацию), ведут экспериментальную работу по изучению распространения радиоволн, совершенствуют технику радиосвязи.

Основой любительской коротковолновой радиостанции служит приемопередатчик, или трансивер. От его качества во многом зависят возможности радиостанции, а значит, и спортивные достижения ее владельца. Приемный тракт трансивера должен уверенно выделять полезный сигнал из многочисленных помех, а передающий — формировать высококачественный сигнал с предельно узким частотным спектром, создавая минимум помех в соседних каналах.

Способность трансивера выполнять указанные функции характеризуют рядом параметров. Оценке требуемых параметров любительских трансиверов, исходя из реальной электромагнитной обстановки в современном «эфире», и их сравнению с параметрами, заданными ГОСТ для профессиональной аппаратуры магистральной радиосвязи, посвящен первый раздел книги. Там же даны рекомендации по выбору путей реализации требуемых параметров. Большое внимание уделено смесителям с несущей прямоугольной формы, позволяющим сравнительно простыми средствами достигать большого динамического диапазона приемного тракта и низкого уровня побочных колебаний в тракте передачи, а также нетрадиционным малошумящим диапазонным генератором, работающим в диапазоне УКВ с последующим делением частоты.

Второй раздел книги посвящен описанию схемы и конструкции универсального вседиапазонного любительского КВ трансивера. Его параметры вполне отвечают современным требованиям. Аппарат можно с успехом использовать и в повседневной работе, а также в соревнованиях, в том числе и в очных, для которых характерен чрезвычайно высокий уровень помех. Используя такой трансивер, на первом чемпионате СССР (1986 г.) по радиосвязи на КВ. автор книги завоевал титул чемпиона. По сравнению с журнальной публикацией («Радио», 1985, № 8, 9, 11, 12; 1986, № 2, 4—7, 9—12) в книге более подробно описаны функционирование и налаживание аппарата, внесены уточнения в принципиальные схемы и чертежи, даны различные варианты реализации некоторых узлов.

Далее кратко описан радиоприемник по параметрам, принципиальной схеме и эксплуатационным удобствам, аналогичный приемному тракту трансивера. Его использование вместе с трансивером позволяет существенно повысить возможности радиостанции.

В третьем разделе описан двухдиапазонный телеграфный трансивер, разработанный специально для очных соревнований. Некоторые узлы аппарата могут заинтересовать и конструкторов трансиверов общего назначения.

В четвертом разделе описан линейный широкополосный усилитель мощности на полевых транзисторах, который можно использовать совместно с вседиапазонным трансивером. В заключение дана схема «идеального» генератора, предназначенного для измерения реальной избирательности приемного тракта, и приведена методика измерений.

Основная ее цель книги — ориентировать коротковолновиков и радиолюбителей-конструкторов на разработку приемно-передающей аппаратуры для любительской радиосвязи на КВ с параметрами, близкими к предельно достижимым. Это позволит уменьшить взаимные помехи (и взаимные претензии), и улучшить спортивные достижения.

ТРЕБОВАНИЯ К ПАРАМЕТРАМ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ КВ АППАРАТУРЫ И ПРИНЦИПЫ ИХ РЕАЛИЗАЦИИ

ТРЕБОВАНИЯ К ПАРАМЕТРАМ ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ КВ АППАРАТУРЫ

Способность приемно-передающей аппаратуры выполнять свои функции, ее качество характеризуют рядом поддающихся точным измерениям параметров. Это относится как к профессиональной, так и к любительской аппаратуре. На параметры профессиональной аппаратуры существуют государственные стандарты, для спортивной — подобных стандартов фактически нет. Тем не менее условия работы в современном любительском «эфире», отличающемся высокой загруженностью, предъявляют к спортивной аппаратуре очень высокие требования. Чтобы убедиться в этом, рассмотрим и сравним требования к основным параметрам профессиональной и любительской КВ аппаратуры. Любительская КВ аппаратура строится так, чтобы обеспечить возможность наиболее дальних связей, поэтому сравнение целесообразно провести с профессиональной аппаратурой магистральной связи.

ГОСТ на «Устройства приемные магистральной радиосвязи...» [1] регламентирует следующие параметры, пригодные для оценки спортивных приемников.

Диапазон рабочих частот для приемников первого и второго классов установлен равным 1,5—30 МГц. Для спортивных приемников достаточно перекрывать любительские диапазоны, в которых ведут передачи как советские, так и иностранные радиолюбители, а именно: 1,75—2,0 МГц (1,8 МГц или 160 м); 3,5—3,9 МГц (3,5 МГц или 80 м); 7,0—7,2 МГц (7 МГц или 40 м); 10,075—10,150 МГц (10 МГц или 30 м); 14,0—14,35 МГц (14 МГц или 20 м); 18,068—18,168 МГц (18 МГц или 16 м); 21,0—21,35 МГц (21 МГц или 15 м); 24,89—24,99 МГц (24 МГц или 12 м); 28,0—29,7 МГц (28 МГц или 10 м). Диапазоны 16 и 12 м советскими радиолюбителями для передачи не используются, поэтому не являются обязательными. Чтобы иметь возможность принимать сигналы хотя бы одной из радиостанций служб эталонного времени и частот на частотах вблизи 10 МГц, следует соответственно сдвинуть нижнюю границу перестройки в диапазоне 30 м.

Вид принимаемых излучений. Из всех перечисленных в [1] видов излучений советские радиолюбители используют на КВ следующие (в скобках даны названия и сокращения, принятые в радиолюбительской литературе):

A1A — амплитудная манипуляция (телеграф, ТЛГ, CW);

J3E — однополосная модуляция с подавленной несущей (ОБП, SSB);

A3E — двухполосная модуляция с полной несущей (амплитудная модуляция, AM);

F1B — частотное телеграфирование (радиотелетайп, ЧТ, RTTY).

Основными видами излучений являются первые два. Вид А3Е применяется все реже, в основном начинающими радиолюбителями. К тому же АМ передачи можно принимать и на однополосные приемники, поэтому, конструируя спортивный приемник, предусматривать в нем отдельные АМ детектор и фильтр ПЧ с полосой пропускания 6 кГц необязательно. Для приема сигналов RTTY радиолюбители обычно применяют приставки, подключаемые к выходу ПЧ или ЗЧ однополосных приемников (например, [2]). Таким образом, спортивный КВ приемник достаточно спроектировать только для приема CW и SSB сигналов.

Входное сопротивление приемника должно быть 75 или 50 Ом при несимметричном входе и 200 Ом — при симметричном. При этом должен быть обеспечен коэффициент стоячей волны (КСВ) в фидере не более 3. В любительской аппаратуре обычно применяют коаксиальные фидеры с указанными стандартными значениями волновых сопротивлений, поэтому симметричный вход, как правило, излишен. Согласованию входного сопротивления приемника с фидером антенны, т. е. снижению КСВ, следует уделять должное внимание в целях ослабления приема индустриальных, в том числе «домашних» (электробритвы, телевизоры и т. п.) помех.

Коэффициент шума для приемников с одноконтурной входной цепью установлен не более 10, 12, 15 дБ (здесь и в дальнейшем три значения параметров соответствуют приемникам первого, второго и третьего классов), а при входной цепи в виде трехконтурного полосового фильтра — не более 15, 17, 20 дБ. Коэффициент шума F определяется как отношение мощности шума $P_{ш.вых}$, измеренной на линейном выходе радиоприемника при температуре источника радиосигнала 293 К, к мощности шума $P_{ш.вых0}$, которая была бы на линейном выходе, если бы источник радиосигнала был единственным источником шума:

$$F = P_{ш.вых}/P_{ш.вых0}.$$

В отличие от чувствительности, ограниченной шумами, — способности приемника обеспечивать прием слабых радиосигналов — коэффициент шума не зависит ни от входного сопротивления приемника, ни от его полосы пропускания, ни от заданного отношения сигнал-шум на выходе приемника, а потому является более удобным параметром при сравнении различных аппаратов. Зная коэффициент шума, нетрудно определить чувствительность. Учитывая, что $P_{ш.вых} = P_{ш.э} \cdot G$, где $P_{ш.э} = P_{ш.с} + P_{шо}$ — суммарная мощность приведенных ко входу приемника собственных шумов $P_{ш.с}$ и шумов источника сигнала в полосе пропускания приемника $P_{шо}$ (G — коэффициент усиления приемника по мощности), коэффициент шума можно записать и как $F = P_{ш.э}/P_{шо}$. Мощность $P_{ш.э}$ считается пороговой чувствительностью приемника:

$$P_{ш.э} = P_{ш.0} \cdot F. \qquad (1)$$

При действии на входе приемника сигнала с такой мощностью отношение сигнал-шум на выходе равно 1. Мощность шума, создаваемая самим приемником, $P_{ш.с} = (F-1)P_{шо}$.

Мощность $P_{шо}$ определяют, используя формулу Найквиста для ЭДС теплового шума сопротивления $R_и$, равного внутреннему сопротивлению источника сигнала:

$E_{шо}=\sqrt{4kT_0BR_и}$, где k — постоянная Больцмана, равная $1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К; $T_0=290$ К; B — полоса пропускания приемника, Гц. Отсюда при равенстве сопротивлений источника сигнала $R_и$ и входного сопротивления приемника $R_{вх}$ (условие согласования) мощность $P_{шо}=E^2_{шо}/4R_{вх}=kT_0B$, $P_{ш.э}=kT_0BF$, и эквивалентная приведенная ко входу ЭДС шума $E_{ш.э}=\sqrt{4kT_0BR_{вх}F}$.

Предположим, что ЭДС чувствительности E_c определяется при отношении напряжений сигнала и шума на выходе приемника, равного a, тогда ЭДС сигнала на его входе должна в a раз превышать эквивалентную ЭДС шума, т. е. $E_c=aE_{ш.э}=2a\sqrt{kT_0BR_{вх}F}$. Учитывая, что $kT_0=4\cdot10^{-21}$ Дж, выразив B в килогерцах и $R_{вх}$ в омах, получим

$$E_c=a\sqrt{BR_{вх}F}\,/\,250,\ \text{мкВ}.$$

Наоборот, если известна ЭДС чувствительности, коэффициент шума

$$F=\left(\frac{250\cdot E_c}{a}\right)^2\cdot\frac{1}{BR_{вх}}.$$

При измерениях чувствительности нередко путают ЭДС и напряжение. Следует помнить, что при $R_и=R_{вх}$ ЭДС численно равна удвоенному напряжению на входных зажимах приемника.

Для расчета параметров радиоаппаратуры часто используют логарифмическую меру мощности дБмВт, сокращенно дБм: P (дБм) = 10 lgP (мВт), показывающую, на сколько децибел данная мощность P больше или меньше, чем 1 мВт. Чувствительность приемника в дБм (при B — в герцах)

$$P_c=10\lg\left(a^2kT_0BF\cdot10^3\right)=20\lg a-174+10\lg B+10\lg F$$

Мощность —174 дБм, равная $10\lg kT_0\cdot10^3$, есть пороговая чувствительность идеального, т. е. без собственных шумов (F=1), приемника с полосой пропускания 1 Гц.

Иногда используют и иные логарифмические единицы: U (дБмкВ) = 20 lgU (мкВ); P(дБВт) = 10 lgP(Вт) и т. п.

Указанные выше нормы на коэффициент шума вполне могут быть отнесены к спортивным приемникам, так как вопрос о необходимом значении коэффициента шума спортивного КВ приемника решается так же, как и для профессионального, исходя из уровня шумовых помех — индустриальных, атмосферных, космических — на выходе реальных антенн, возможного затухания передачи цепей связи антенны с входом приемника — фидеров, коммутаторов, внешних фильтров и т. п.

Ослабление побочных каналов приема должно быть не хуже, дБ:

симметричных (зеркальных) — 90, 70, 60;

на ПЧ — 100, 80, 60;

на остальных — 80, 66, 60.

Эти требования вполне понятны и подходят для спортивных приемников, если учесть, что в большинстве случаев при отсутствии в близком соседстве мощных передающих радиостанций диапазон уровней принимаемых сигналов во всем диапазоне КВ редко превышает 70—80 дБ. Повышенные требования к подавлению помех на ПЧ обусловлены тем, что такие помехи могут полностью парализовать работу приемника.

Диапазон автоматической регулировки усиления (АРУ) при изменении выходного уровня на 6 дБ установлен не менее 100, 70, 60 дБ, а диапазон ручной регулировки усиления (РРУ) — не менее 80, 74, 54 дБ. Столь высокое требование к АРУ профессиональных приемников первого класса вряд ли имеет смысл удовлетворять в спортивных аппаратах, где более важное значение имеют динамические (скоростные) характеристики АРУ, поскольку при работе как «на поиск», так и «на общий вызов» уровень сигналов на входе тракта ПЧ приемника может очень сильно и быстро изменяться. Здесь вполне уместно при том же диапазоне входных уровней допустить изменение уровня сигнала на выходе приемника на 12—20 дБ. При этом «эфир» будет «выглядеть» не слишком «плоским», да и проще будет обеспечить хорошие динамические свойства АРУ.

Постоянная времени зарядки цепи АРУ относительно скачка входного уровня на 20 дБ задается в [1] от 0,1 до 100 мс, и разрядки — от 0,1 до 10 с. Этого, однако, не достаточно для того, чтобы охарактеризовать скоростные свойства АРУ, и указанным параметрам может удовлетворять как плохая АРУ с колебательным характером процесса установления при большом перепаде входного уровня и длительным последействием импульсной помехи, так и хорошая АРУ.

Диапазон РРУ в спортивных приемниках должен быть по крайней мере не меньше диапазона АРУ, поскольку в условиях сильных помех прием как телеграфных, так и телефонных сигналов нередко лучше вести при выключенной АРУ. Желательно также, чтобы диапазон РРУ был не менее 120 дБ, в противном случае возможен не очень редкий пока вариант, когда для того, чтобы переговорить с соседом, кое-кому приходится отключать приемную антенну.

Конструкторам спортивной аппаратуры полезно учитывать следующее требование ГОСТ. Уровень побочных сигналов от местных генераторов не должен более чем на 6 дБ превышать уровень внутреннего шума. Частоты, на которых это не выполняется, должны указываться в технических условиях.

Уровень излучения гетеродинов на антенном входе, нагруженном на сопротивление 75 Ом, не более 10, 20, 20 мкВ. Применительно к спортивной аппаратуре выполнение данного требования особенно важно на коллективных радиостанциях, где рядом, часто на одном столе, работают одновременно несколько аппаратов.

Избирательность. ГОСТ не нормирует односигнальную избирательность по соседнему каналу, которая зависит прежде всего от амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтров основной селекции в тракте ПЧ. Неравномерность АЧХ в полосе пропускания основного канала тональной частоты допускается не более 3 дБ для приемников первых двух классов и 6 дБ — для третьего.

Многосигнальную избирательность и динамический диапазон приемников нормируют следующими параметрами. Ослабление взаимной модуляции внутри полосы пропускания приемника для аппаратов первого и второго классов не менее 40 и 30 дБ. Для приемников третьего класса регламентирован коэффициент гармоник не более 10%. Уровень блокирования при расстройке ±20 кГц — не менее 94, 80, 60 дБмкВ, а при расстройке ±6% — 130 дБмкВ (только для первого и второго классов). Уровень внеполосных помех, образующих составляющие взаимной модуляции (интермодуляции) третьего порядка, — не менее 80, 70, 60 дБмкВ.

По [3] многосигнальная избирательность приемника — это «частотная избирательность, определяемая отношением уровней одновременно поступающих на вход радиоприемника сигналов на одной или нескольких заданных частотах и на частоте настройки приемника при заданном отношении на его выходе суммарной мощности составляющих помехи к мощности полезного сигнала или при заданном изменении уровня полезного сигнала». Динамический диапазон радиоприемника — это «отношение уровня максимальной мощности входного радиосигнала в полосе пропускания приемника к пороговой чувствительности приемника или отношение уровня мешающего сигнала в побочном канале при заданных виде и величине нелинейных переходов из побочного канала в основной к чувствительности радиоприемника по основному каналу». Эти определения не однозначны, допускают различное толкование, к тому же нетрудно увидеть много общего в определении многосигнальной избирательности и второй части (после «или») определения динамического диапазона. Общего подхода к измерению многосигнальной избирательности и однозначной терминологии до сих пор нет, что приводит к трудностям при сравнении разных аппаратов по перечням их параметров.

Если для отношения уровня максимальной мощности входного сигнала в полосе пропускания приемника к его пороговой чувствительности при заданном отношении уровня искажений к уровню полезного сигнала на выходе приемника ввести отдельный термин, скажем, «диапазон допустимых уровней в основном канале приема при заданном уровне нелинейных помех», то параметр «динамический диапазон приемника» остался бы только мерой линейности широкополосного тракта приемника, включая его нагрузку — фильтр основной селекции. А диапазон допустимых уровней в основном канале правильно спроектированного приемника определяется прежде всего эффективностью действия АРУ и РРУ и линейностью амплитудной характеристики тракта основной селекции — ПЧ и тракта ЗЧ. Очевидно, что стандартизированный параметр ослабления взаимной модуляции внутри полосы пропускания приемника«поглотился» бы диапазоном допустимых уровней в основном канале, если за допустимые уровни нелинейных помех при этом взять заданные ГОСТ.

В качестве меры линейности широкополосного тракта приемника используют динамический диапазон по соседним каналам, который измеряют по различным критериям и методикам — по блокированию, по перекрестной модуляции, по интермодуляции и т. п. Последнее время под динамическим диапазоном все чаще подразумевают отношение уровня двух внеполосных гармонических помех равной амплитуды, образующих на выходе основного канала интермодуляционную помеху с уровнем, равным уровню собственных шумов приемника, к уровню этих шумов, т. е. динамический диапазон по интермодуляции, за нижнюю границу которого принята пороговая чувствительность. Его значение оказывается наименьшим по сравнению с измеренными по другим критериям и в то же время жестко с ними связано [4, 5] при условии, конечно, что их ограничение сверху обусловлено именно нелинейностью амплитудной характеристики тракта, а не иными причинами. Например, блокирование, определенное в [3] как «изменение уровня сигнала или отношения сигнал-шум на выходе приемника при действии радиопомехи, частота которой не совпадает с частотами основного и побочных каналов приема», может произойти как в результате ограничения амплитудной характеристики тракта, так и в результате шумовой модуляции в смесителе

приемника мощного внеполосного сигнала спектром шумов гетеродина, так называемое обратное преобразование шумов гетеродина. Блокирование последнего вида — обычное явление в современных приемниках с высоколинейными широкополосными трактами, но где в качестве гетеродинов используют цифровые синтезаторы частот.

Динамический диапазон по интермодуляции — весьма полезный параметр качества спортивного приемника. В отличие от профессиональных магистральных приемников, условия работы которых обычно таковы, что появление в полосе пропускания входной цепи приемника двух и более мощных помех с необходимым для попадания в основной канал соотношением частот маловероятно, спортивные аппараты часто работают в условиях, когда до десятка и более близкорасположенных радиостанций излучают в одном сравнительно узком любительском диапазоне. Однако для определения качества широкополосного тракта приемника этого параметра все же недостаточно. Хорошим дополнением к нему может служить характеристика реальной избирательности (или эффективной избирательности) — зависимость уровня спектрально чистой гармонической помехи от ее частоты при неизменном уровне искажений полезного сигнала заданного уровня [4]. Фиксировать можно также, например, заданное отношение сигнал-шум на выходе приемника.

Пример характеристики реальной избирательности дан на рис. 1 (кривая *1*), где по оси абсцисс отложена расстройка частоты помехи относительно средней частоты основного канала приема, а по оси ординат — отношение уровня $P_п$ этой

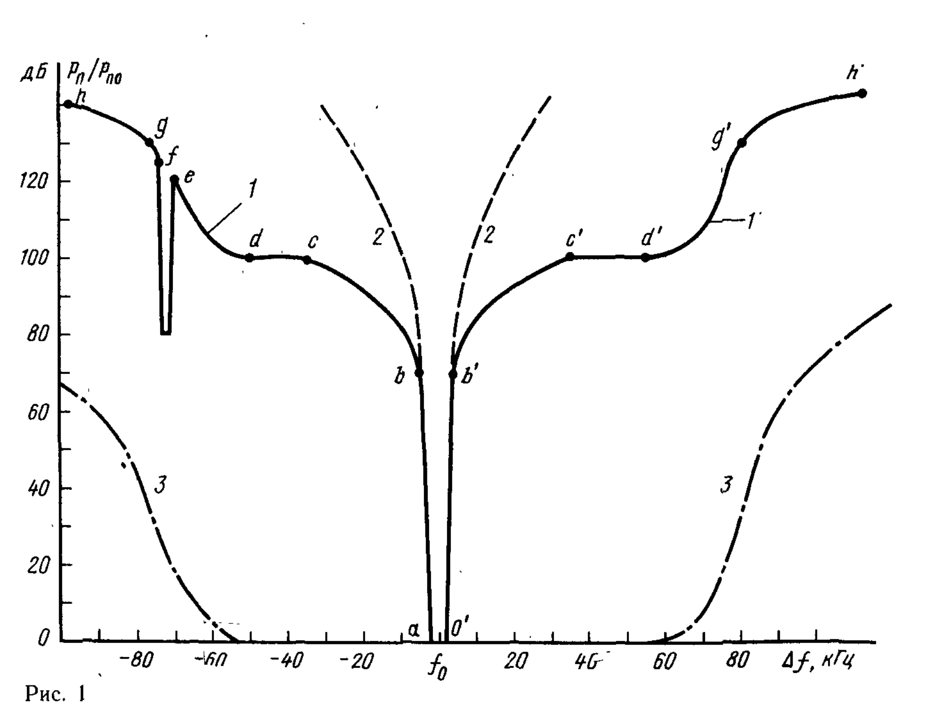


Рис. 1

помехи к такому ее уровню $P_{по}$, который вызывает заданный уровень искажений полезного сигнала при нулевой расстройке. Наложив на эту характеристику АЧХ тракта основной селекции, определяющей односигнальную избирательность приемника (кривая *2*), и входной цепи, или преселектора (кривая *3*), нередко можно наглядно увидеть, какие именно эффекты приводят к ограничению кривой эффективной избирательности сверху. Ход этой кривой на участках a—b определяется практически только односигнальной избирательностью тракта основной селекции. Плавное отклонение кривой 1 от кривой 2 на участках b—c при неизменном коэффициенте передачи преселектора может быть обусловлено несколькими причинами: обратным преобразованием шума гетеродина; большим уровнем боковых шумов измерительного генератора; нелинейностью амплитудной характеристики фильтра основной селекции или тракта одной из первых ПЧ в приемнике с многократным преобразованием частоты.

Можно более точно выяснить эти причины, если известен характер искажений сигнала. Уменьшение его уровня с приближением частоты помехи к частоте настройки приемника вызвано третьей из указанных причин. Возрастание уровня шума в канале — одной из первых двух или обеими причинами сразу. Чтобы исключить влияние шумов генератора помехи на результаты измерений, уровень его боковых шумов должен быть заведомо меньше, чем уровень боковых шумов гетеродина.

Параллельные оси частот участка c—d определяются блокированием, вызванным нелинейностью амплитудной характеристики одного из каскадов широкополосного тракта. Форма участков d—g практически повторяет форму АЧХ преселектора, а отклонение формы кривой 1 от формы кривой 3 за точками g вызвано перегрузкой преселектора.

Выброс кривой 1 на участке e—f вызван одним из побочных каналов приема, в данном случае комбинационным каналом $[n_{f_г}+2_{f_c}]$-го порядка, где индексы $f_г$ и f_c соответствуют частотам соответственно гетеродина и сигнала. Кратность по частоте сигнала определяется отношением полос основного и комбинационного каналов, измеренных по изменению частоты генератора помехи.

Создать диапазонный генератор КВ диапазона с низким уровнем боковых шумов, пригодный для измерения реальной избирательности высококачественных приемников, — задача непростая. Для измерений вблизи основного канала приема в любительских условиях проще применять генератор фиксированной частоты, лежащей в одном из любительских диапазонов, с кварцевой стабилизацией и двух-трехрезонаторным кварцевым фильтром на выходе и измерять характеристику эффективной избирательности путем изменения частоты настройки приемника. Если при переключении диапазонов приемника никаких принципиальных изменений в его широкополосном тракте не происходит, можно предположить, что эти характеристики на разных диапазонах будут практически одинаковыми всюду, за исключением частот побочных каналов. Для измерений за полосой пропускания преселектора подойдут многие из промышленных генераторов сигналов.

Часто линейность широкополосного тракта приемника, да и многих других устройств, характеризуют координатами точки A_3 пересечения прямой, продолжающей линейную часть построенной в логарифмическом масштабе амплитудной характеристики тракта, т. е. зависимости уровня сигнала на выходе устройства от уровня на входе (линия 1 на рис. 2), и прямой зависимости уровня интермоду-

ляционной помехи третьего порядка от уровня одного из измерительных сигналов (линия 2 на рис. 2) при подаче на вход устрйства двух сигналов одинакового уровня. Уровни могут быть выражены в дБм, дБмкВ или других логарифмических единицах. Для удобства пользования графиком по оси ординат обычно откладывают выходной уровень, приведенный к входному, вычтя из выходного уровня усиление G (или добавив затухание) устройства. При этом устройство как бы имеет коэффициент передачи, равный 1, т. е. 0 дБ.

Прямую 2 можно построить по одной единственной точке, подав на вход устройства два сигнала с уровнями, при которых заведомо не происходит значительного ограничения сигнала, например —30 дБм на рис. 2. Измерив относительный уровень одной из компонент третьего порядка d_3, через точку а проводят прямую с втрое большим наклоном, чем линия 1, поскольку в области достаточно малых сигналов уровень искажений третьего порядка пропорционален кубу входного уровня: $P_3 \sim P_{вх}^3$, или, в логарифмических единицах, $P_3 \sim 3P_{вх}$(дБ).

График на рис. 2 построен для приемников по уровню внеполосных помех, образующих составляющие взаимной модуляции третьего порядка, удовлетворяющих норме ГОСТ 14663—83 [1] для приемников первого класса и равного 80 дБмкВ. Прямая 2 проведена через точку с координатами 80 дБмкВ, лежа-

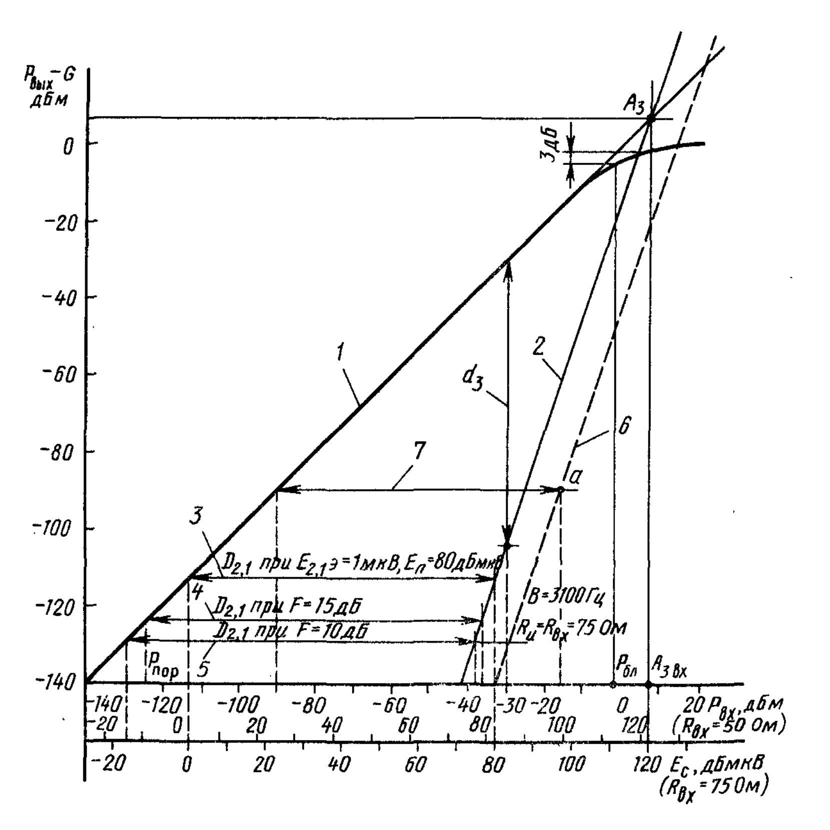


Рис. 2

щей на прямой 3, параллельной оси абсцисс, и пересекающей линию 1 в точке с координатой 0 дБмкВ. Отрезок прямой 3, заключенный между линиями 1 и 2, есть динамический диапазон приемника по интермодуляции, измеренный по отношению к 1 мкВ. Чтобы найти теперь динамический диапазон $D_{2,1}$ с нижней границей, равной пороговой чувствительности $P_{пор}$, проведем прямые 4 и 5 через точки на линии 1, имеющие координаты $P_{пор}$, соответствующие коэффициентам шума 15 и 10 дБ. Эти значения также укладываются в нормы ГОСТ для приемников первого класса. Как видим, при F=15 дБ $D_{2,1}$=87,7 дБ, а при F=10 дБ $D_{2,1}$=91 дБ, т. е. заданный ГОСТ параметр может быть одинаковым у приемников разного качества.

Из геометрии графика видно, что если известны динамический диапазон $D_{2,1}$ и уровень P_o, относительно которого определен $D_{2,1}$, координату точки A_3 можно найти как

$$A_{3вх}=1{,}5\,D_{2,1}+P_0\,;$$

точно так же, как зная координату точки A_3 и пороговую чувствительность $P_{пор}$, легко вычислить динамический диапазон.

Уровень, при котором коэффициент передачи устройства уменьшается на 3 дБ, для приемников — уровень блокирования, вызванного нелинейностью, обычно примерно на 10 дБ меньше значения $A_{3вх}$. Зная динамический диапазон по интермодуляции, нетрудно определить динамический диапазон по блокированию, вызванному нелинейностью:

$$D_{бл.н}\approx 1{,}5D_{2,1}-10\,.$$

Но если известен уровень блокирования или динамический диапазон по блокированию, оценить динамический диапазон по интермодуляции как $D_{2,1}\approx 3\,(D_{бл}+10)/2$ можно лишь в том случае, если есть уверенность, что значение $D_{бл}$ обусловлено именно нелинейностью широкополосного тракта, а не иными причинами.

Теперь о требуемых для спортивных приемников параметрах многосигнальной избирательности. Конечно, коэффициент гармоник на линейном выходе около 10%, заданный ГОСТ для приемников третьего класса, сегодня вряд ли удовлетворит даже самого непритязательного радиолюбителя. Ослабления взаимной модуляции внутри полосы пропускания —40 дБ, заданного ГОСТ для приемников первого класса, вполне достаточно для высококачественного воспроизведения речевых сигналов и для нормальной работы систем автоматической передачи дискретной информации по радиоканалам, но в спортивных приемниках высокого класса, предназначенных часто и для слухового приема телеграфных сигналов в условиях помех, эту цифру желательно довести до —(50—60) дБ, чтобы иметь возможность в полной мере использовать селективные свойства уха. С линейностью трактов ПЧ и ЗЧ в значительной степени связано и субъективное ощущение «прозрачности» эфира.

Попробуем оценить требования к некоторым параметрам приемно-передающей аппаратуры двух любительских радиостанций первой категории, расположенных в большом городе на расстоянии 300 м одна от другой — ситуация для Москвы, например, типичная. Оценку проведем исходя из условия, что при разности рабочих частот радиостанций в 10 кГц уровень их взаимных помех не

превышает уровня «эфирного» шума, т. е. что они могут работать одновременно, практически не мешая друг другу. Для простоты предположим, что антенны обеих радиостанций — изотропные излучатели, т. е. всенаправленные с КПД, равным 100%. Коэффициент ослабления сигнала между такими антеннами [6, с 155] составит, дБ:

$$\gamma = 32{,}6 + 20 \lg r + 20 \lg f ,$$

где r — расстояние между антеннами, км; f — частота излучения, МГц. Пусть, например, работа идет в диапазоне 14 МГц. Тогда коэффициент ослабления равен 45 дБм и при выходной мощности передатчиков 200 Вт, т. е. 53 дБм, принятая мощность составит 8 дБм. Учитывая, что в большом городе суммарная мощность различных шумовых помех, в основном индустриальных и «домашних», измеренная на выходе антенны вблизи частоты 14 МГц в полосе около 3 кГц, близка к —90 дБм, что на 98 дБ меньше мощности, принятой от соседа, можно сделать вывод, что реальная избирательность приемника (см. рис. 1) при расстройке 10 кГц должна быть около 100 дБ. Из этого следует, что того же порядка и более должны быть односигнальная избирательность *и динамический диапазон по блокированию, обусловленному как нелинейностью* широкополосного тракта, так и обратным преобразованием шумов гетеродина. Последнее означает, что мощность шумов гетеродина, измеренная при указанной расстройке в полосе около 3 кГц, должна быть по крайней мере на 100 дБ меньше мощности основного колебания гетеродина, или выраженная в логарифмических единицах относительная спектральная плотность мощности шумов — величина, которой принято оценивать «чистоту» спектра сигнала, — не должна превышать примерно —135 дБ·Гц. (Относительная спектральная плотность мощности шума S показывает, сколько мощности шума, отнесенной к мощности основного колебания $P_{ок}$, приходится на 1 Гц полосы: S, дБГц $= 10 \lg(P_ш/P_{ок}) - 10 \lg B$, где $P_ш$ — мощность шума, измеренная при заданной расстройке в полосе B, Гц.)

Реализация этих достаточно жестких требований в приемнике, однако, окажется бесполезной, если аналогичных значений плотности мощности внеполосных излучений не обеспечить в передатчиках как соседа, так, по условиям оценки, и в своем.

Если в условия оценки ввести еще и третью, такую же и аналогично расположенную радиостанцию, требуемое значение динамического диапазона по блокированию следует заменить таким же значением динамического диапазона по интермодуляции.

Попутно отметим, что улучшать какой-то один параметр реальной избирательности следует обязательно с учетом других. Если, скажем, спектральная плотность шумов гетеродина не лучше —120 дБГц, то при полосах пропускания приемника более 1 кГц реальная избирательность приемника в полосе преселектора ограничена этими шумами цифрой 90 дБ и менее и расширение динамического диапазона до 100 дБ и более, всегда связанное с определенными трудностями, практически ничем не улучшит качества приемника и потому бессмысленно.

Приведенные оценки требуемого динамического диапазона будут справедливы лишь в том случае, если нижние границы динамического диапазона приемника и диапазона уровней сигналов, поступающих из антенны, будут согласованы с

помощью аттенюатора, включенного между антенной и входом приемника [5]. Действительно, пусть, например, используется приемник с коэффициентом шума 10 дБ, что в полосе 3 кГц соответствует приведенной ко входу приемника мощности шума около —129 дБм, и с динамическим диапазоном 100 дБ (на рис. 2 ему соответствуют прямая *6* и продолженная до пересечения с прямой 6 прямая 5). Если вход приемника соединить с антенной непосредственно, нижняя граница динамического диапазона сместится по шкале входных уровней в точку —90 дБм (таков уровень шума на выходе антенны), а верхняя граница — в точку —16 дБм (линия 7 на рис. 2). Эффективный динамический диапазон будет всего лишь 74 дБ, а интермодуляционные помехи, превышающие по уровню шум «эфира», вызовут сигналы указанных соседних передатчиков с выходной мощностью всего лишь 800 мВт! Если затухание аттенюатора на входе приемника установить равным разности между уровнем шума антенны и пороговой чувствительностью, то уровень реальной чувствительности, который складывается теперь из эквивалентных приведенных ко входу шумов приемника, равных им по мощности (после ослабления аттенюатором) шумов эфира и затухания аттенюатора, будет на 3 дБ больше уровня шумов эфира, а динамический диапазон 98 дБ.

Рост коэффициента ослабления γ с частотой составляет 6 дБ на октаву. Но примерно с такой же скоростью при повышении частоты настройки уменьшается уровень внешних шумовых помех (например, [7, с. 61]). Поэтому приведенная оценка справедлива и для других диапазонов, а затухание аттенюатора на входе приемника нужно изменять по закону изменения уровня внешних шумовых помех, увеличивая с понижением и уменьшая с повышением рабочей частоты.

В указанных условиях профессиональный магистральный приемник первого класса с динамическим диапазоном около 90 дБ не обеспечит работу без помех — требуемый динамический диапазон должен быть по крайней мере на 10 дБ больше. Положение может усугубиться еще и большим уровнем шума гетеродина, а также «грязными» сигналами передатчиков. По [1] в приемниках первого и второго классов в качестве гетеродинов, определяющих частоту настройки приемника, должны использоваться декадные синтезаторы частоты первого класса, в приемниках третьего класса — синтезаторы второго класса. В ГОСТ на синтезаторы частоты [8] нормированы следующие параметры, имеющие смысл для спортивной аппаратуры.

Шаг сетки частот синтезаторов первого класса должен быть 100 Гц и допускается 10 и 1000 Гц. Обязательная перестройка с помощью декадных переключателей или тастатуры. Допускается квазиплавная перестройка с указанным шагом. В спортивных аппаратах плавная или квазиплавная перестройка с шагом не более 10 Гц обязательна, а с помощью тастатуры желательна как дополнительное удобство.

Паразитное отклонение частоты синтезаторов первого класса допускается не более 3, второго — 6 Гц. Столь жесткие нормы обусловлены требованием бесподстроечного вхождения в связь и небольшим допустимым отклонением частоты подавленной несущей в профессиональной однополосной телефонии. В спортивной аппаратуре принято оценивать абсолютную нестабильность частоты. Инструкция по эксплуатации любительских радиостанций допускает для передатчиков радиостанций

первой и второй категорий дрейф частоты до 300 Гц за 15 мин. Такое требование, по-видимому, чересчур «либерально». Станции с дрейфом частоты такого порядка при работе на «общий вызов» нередко «вползают» в соседний канал, создавая помехи другим. Если исходить из бесподстроечной работы в течение «расширенной» связи, т. е. около 15 мин, и считать допустимым (при котором еще практически не ухудшается разборчивость SSB сигналов) разбег частот передатчика и приемника 100 Гц, дрейф можно считать допустимым около 50 Гц за 15 мин, т. е. 200 Гц в час, тем более, что добиться такой цифры сегодня не слишком сложно.

Уровень побочных спектральных составляющих (боковых шумовых полос), измеренный в полосе 3 кГц относительно уровня основного колебания при расстройке в пределах ±(20...200) кГц, не должен превышать —80 дБ (спектральная плотность —115 дБ·Гц) у синтезаторов первого класса и —60 дБ (—95 дБ·Гц) — второго. В условиях проведенной оценки требуемое значение боковых шумов соответственно на 20 и 40 дБ меньше, причем при вдвое меньшей расстройке. Отметим, однако, что на сегодня существует мало синтезаторов, обеспечивающих спектральную плотность боковых шумов менее —135 дБ·Гц, и эти устройства пока весьма сложны.

Уровень дискретных побочных составляющих при ранее указанных расстройках должен составлять не более —70 и —50 дБ. При небольшом числе таких составляющих — менее 1% пораженных каналов с полосой 3 кГц — такие нормы, видимо, пригодны и для спортивных аппаратов.

ГОСТ на передатчики для магистральной радиосвязи [9] предусматривает использование в составе возбудителей передатчиков мощностью до 20 кВт синтезаторов частоты второго класса и свыше 20 кВт — первого.

Средняя мощность любого побочного излучения, передаваемого в фидер антенны, не более 50 мВт. Данное требование, безусловно, обязательно и для спортивных аппаратов.

Уровень нелинейных комбинационных искажений, измеренный по методу двух тонов, у передатчиков с мощностью до 1 кВт не должен превышать —36 дБ. В спортивных аппаратах часто применяют ограничители речевых сигналов, которые могут вносить искажения, превышающие указанное значение, поэтому измерять данный параметр следует при выключенном ограничителе.

Уровень остатка несущей в режиме J3E—40 дБ.

Излучение в паузах при излучении класса A1A относительно уровня нажатия — 60 дБ.

Приведем еще два пункта из [9], которые полезно учитывать при разработке спортивной аппаратуры:

«2.4.4. Короткое замыкание, обрыв антенны и ухудшение КСВ в фидере не должны приводить к выходу передатчика из строя».

«2.4.5. Для измерения и контроля выходного сигнала передатчик должен быть оборудован устройством обратного преобразования выходного сигнала в сигнал промежуточной частоты». Данное требование практически выполняется в спортивных приемопередатчиках с разделенными трактами передачи и приема и с самопрослушиванием на рабочей частоте.

Допустимые уровни внеполосных излучений приведены в [10]. Для излучения класса A1A передатчиков фиксированной службы необходимая полоса частот

$B_н$, т. е. минимальная для данного класса излучения, достаточная для обеспечения передачи информации с заданными скоростью и качеством, для каналов с замираниями определена в 5В, где В — скорость передачи, Бод (символов в секунду). Ширина контрольной полосы частот $B_к$, т. е. полоса на уровне —30 дБ относительно заданного исходного уровня (для А1А — уровень «нажатия») задана $B_к = B_н = 100$ Гц для скоростей манипуляции до 20 Бод. Внеполосный спектр излучения нормирован шириной полосы частот B_x на уровне x, дБ; $X_1 = -40$ дБ, $B_{x1} = 1{,}3\ B_н$; $X_2 = -50$ дБ, $B_{x2} = 1{,}6B_н$, $X_3 = -60$ дБ, $B_{x3} = 2B_н$. Выполнение этих требований в спортивных аппаратах крайне желательно, технически реально и дает возможность работы без помех в условиях проведенной оценки (конечно, если используются достаточно «чистые» гетеродины и возбудители). В то же время отметим, что скорость передачи 20 Бод соответствует работе кодом Морзе со скоростью примерно 120 знаков в минуту, тогда как сейчас радиолюбители нередко работают на КВ и с более высокими скоростями — практически до 200 знаков в минуту. Необходимая полоса при этом около 170 Гц.

Для класса излучения J3E передатчиков фиксированной службы необходимая полоса определена $B_н = 3100$ Гц, контрольная $B_к = 1{,}2\ B_н$, B_x на уровнях x, равных —40, —50 и —60 дБ, — $1{,}6B_н$, $2{,}9B_н$, $5{,}4B_н$ соответственно. Для передатчиков подвижных служб с пиковой мощностью менее 0,5 кВт заданные значения полос при указанных уровнях примерно вдвое больше. (Измерение этих полос рекомендуется вести при загрузке входа ЗЧ шумовым сигналом). Таким образом, даже используя передатчик, удовлетворяющий нормам для фиксированной службы, в условиях проведенной оценки работа телефоном без взаимных помех невозможна — уровень помех при расстройке на 8 кГц составит около — 60 дБ, а до уровня —100 дБ он упадет лишь при расстройках на 80—120 кГц. Эту цифру нетрудно получить, экстраполируя кривую, построенную по точкам B_x. Такие расстройки можно позволить себе только в диапазонах 14 МГц и выше. К сожалению, построить достаточно эффективный однополосный передатчик с ослаблением внеполосных излучений свыше 100 дБ при расстройке 10 кГц пока практически невозможно, но создать в любительских условиях однополосный передатчик, с 1,5—2-кратным запасом удовлетворяющий требованиям к передатчикам фиксированной службы, задача хотя и не простая, но вполне реальная.

Итак, суммируя сказанное, можно утверждать, что по многим основным параметрам современный универсальный приемопередающий комплект спортивной КВ аппаратуры должен быть лучше, чем профессиональная аппаратура высокого класса. Но это не должно пугать радиолюбителей, которые всегда были на передовых рубежах технического прогресса. И чем больше коротковолновиков оснастят свои радиостанции аппаратурой с параметрами, близкими (на сегодня) к предельно возможным, тем больше удовольствия и удовлетворения и меньше разочарования будет приносить радиоспорт.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ТРАНСИВЕРОВ

До середины 60-х годов любительские КВ радиостанции чаще всего строились по схеме приемник — передатчик. Такое разделение функций имеет свои преимущества, позволяя оптимизировать структуру этих устройств, однако не обес-

печивает хорошей оперативности при перестройке частоты. Широкое распространение однополосной телефонной радиосвязи потребовало повышения точности настройки своего передатчика на частоту корреспондента. Кроме того, передатчики, в которых используется получивший наибольшую популярность фильтровой способ формирования SSB сигнала, имеют структурную схему, взаимно обратную со схемой супергетеродинного приемника. Это способствовало тому, что в настоящее время центральным узлом современной любительской радиостанции стал приемопередатчик, или трансивер, с совмещенными частотами передачи и приема.

Трансивер можно построить так, чтобы большинство его узлов использовались и в режиме передачи, и в режиме приема. Такой подход дает возможность сэкономить до 30% деталей и стоимости аппарата, уменьшить его размеры и массу, однако не позволяет достичь наивысших параметров передающего и приемного трактов, усложняет коммутацию, затрудняет реализацию или полностью лишает трансивер некоторых эксплуатационных удобств, как, например, работу на разнесенных частотах или диапазонах, самоконтроль передачи на рабочей частоте. Поэтому трансиверы высокого класса имеют, как правило, раздельные тракты передачи и приема с общими гетеродинами и источником питания.

Трансиверы прямого преобразования имеют наиболее простую структуру и в виде однодиапазонных конструкций получили широкую популярность. Их характеризует наличие всего одной ступени преобразования частоты, с помощью которой спектр ЗЧ сигнала переносится непосредственно в нужный диапазон РЧ на передаче и обратно при приеме [11, 12]. К сожалению, фазокомпенсационным методом, используемым в таких устройствах, трудно достичь устойчивого подавления неиспользуемой боковой полосы более чем на 40 дБ, особенно в широком диапазоне радиочастот. Эффект прямого детектирования мощных помех, в большей или меньшей степени присущий смесителям любых типов, ограничивает реальную избирательность приемников прямого преобразования цифрой 80 дБ. Попытки значительно улучшить параметры приводят к резкому и неоправданному усложнению таких аппаратов.

Подавляющее большинство спортивных трансиверов построено по супергетеродинной схеме с одной или несколькими ПЧ. Аппараты с одной ПЧ в последнее время в СССР являются наиболее популярными. Одно-четырехдиапазонные трансиверы на 160—20 м часто строят с ПЧ, равной 500 кГц, что позволяет в качестве фильтров основной селекции (ФОС) использовать распространенные наборы электромеханических фильтров [13—15]. Во вседиапазонных аппаратах с одной ПЧ порядка нескольких мегагерц в качестве ФОС используют кварцевые фильтры. В таких конструкциях простыми средствами достигаются высокая избирателность по соседнему, зеркальному и другим побочным каналам, минимальное число пораженных комбинационными «свистами» точек приема, низкий уровень побочных излучений передатчика [16, 17].

Схемы с двумя ПЧ позволяют получить во вседиапазонных аппаратах необходимую избирательность по зеркальному каналу и возможность использования электромеханических фильтров в качестве ФОС. Первую ПЧ делают постоянной [18, 19] или переменной [20]. Последний вариант был особенно популярен в 70-х годах в аппаратах, подобных трансиверу UW3DI. Их достоинство — простота диапазонного генератора, а также совпадение шкал настройки в группах низко- и высокочастотных диапазонов, недостатки — сложность достижения высокой реальной избиратель-

ности из-за наличия двух смесителей до ФОС, необходимость в громоздких многосекционных конденсаторах переменной емкости, сложность настройки многоконтурного перестраиваемого фильтра первой ПЧ и сопряжения с гетеродином, сравнительно большой уровень побочных излучений передатчика.

Развитие интегральной технологии дало возможность создавать сравнительно дешевые цифровые синтезаторы частоты. Это привело к тому, что большинство выпускаемых зарубежными фирмами трансиверов для радиолюбителей строится по схеме с «преобразованием вверх», когда первая ПЧ выбирается 40 МГц и выше. Такая структура позволяет создавать аппараты с простейшим преселектором, полностью перекрывающие весь диапазон КВ при хорошем подавлении побочных каналов приема, особенно зеркального и на гармониках гетеродина, и побочных излучений передатчика. Применяя в тракте первой ПЧ кварцевые фильтры, можно в принципе строить приемники с очень хорошей реальной избирательностью. В настоящее время качественные показатели таких аппаратов зависят от качества существующих синтезаторов частоты, в большинстве своем сильно уступающим обычным гетеродинам по уровню шума и побочных колебаний.

Существует множество разновидностей структурных схем. Дополнительные ступени преобразования вводят, например, для компенсации нестабильности частоты гетеродина, для плавного изменения полосы пропускания и т. п. Выбирая структуру аппарата, следует учитывать, однако, что увеличение числа преобразований частоты может не только неоправданно усложнить аппарат, но и заметно ухудшить его достижимые параметры.

При проектировании трансивера важное значение имеет оптимизация диаграммы уровней сигнала и шума в различных точках трактов. Для широкополосного тракта КВ приемников в качестве критерия принимают максимум динамического диапазона при заданном коэффициенте шума. «Выжимание» чувствительности, т. е. предельное уменьшение коэффициента шума, обязательно приводит к существенному снижению верхней границы динамического диапазона, параметра более важного при работе в современном эфире, нежели чувствительность.

Если в цепи из двух каскадов динамический диапазон первого существенно больше, чем второго (типичный случай цепи усилитель радиочастоты — смеситель), а допустимое ухудшение динамического диапазона цепи по сравнению с динамическим диапазоном второго каскада не должно превышать Δ, дБ, необходимый коэффициент усиления мощности первого каскада определим из следующих соображений. Нижней границей динамического диапазона второго каскада является его пороговая чувствительность, по (1) равная $F_2 R_{ш0}$, где F_2 — коэффициент шума второго каскада. При соединении выхода первого каскада со входом второго на этом входе будет действовать эквивалентная мощность шумов $[(F_2-1)+F_1 \cdot G_1] P_{ш0}$, где F1 и G1 — коэффициент шума и коэффициент усиления мощности первого каскада соответственно. При этом нижняя граница динамического диапазона второго каскада сместится вверх на $\delta = 10 \lg(F_2 - 1 + F_1 G_1 / F_2)$, дБ. Верхняя граница сместится на $\delta/3$ вверх, так как уровень интермодуляционной помехи пропорционален кубу мощности испытательных сигналов. Поэтому $\Delta = (2/3)\delta$, или $\Delta = 6{,}7 \lg[1 + (F_1 G_1 - 1)/F_2]$, дБ.

Пусть, например, $F_1 = 4$ (6 дБ), $F_2 = 16$ (12 дБ) и допустимо ухудшение динамического диапазона на 3 дБ. Тогда $\Delta = 3$ дБ $= 10 \lg 2 = 6{,}7 \lg[1 + (4G_1 - 1)/16]$. Решив это уравнение, получим $G_1 = 7{,}5$ (8,6 дБ). При этом коэффициент шума цепи опре-

деляют по известной формуле [21]: $F_{\Sigma} = F_1 + F_2/G_1 = 6{,}14$ (7,9 дБ), что на 1,9 дБ больше, чем коэффициент шума первого каскада.

Диаграмму уровней тракта последней ПЧ и ЗЧ оптимизируют по минимуму коэффициента шума при заданной линейности.

Для уменьшения шума передатчика такой же критерий используют при оптимизации передающего тракта, в широкополосной части которого следует обрабатывать сигналы на возможно более высоком уровне, применяя высоколинейные малошумящие усилители и смесители, избегать использования межкаскадных фильтров с большими потерями. К сожалению, нередко радиолюбители пренебрегают этими правилами. Более того, некоторые авторы рекомендуют, например, для уменьшения уровня побочных колебаний подавать на смесители сигналы возможно меньших амплитуд и уменьшение уровня сигнала в тракте компенсировать дополнительными усилителями. В результате появляются передатчики, создающие шумовые помехи, от которых не спасет никакой сколь угодно сложный приемник.

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО КВ ТРАНСИВЕРА

Входные цепи приемников, или преселекторы, решают задачу ослабления приема на большинстве побочных каналов, а также согласования входного сопротивления приемника с волновым сопротивлением фидера антенны. Линейность амплитудной характеристики преселектора должна быть по крайней мере не хуже, чем у следующего за ним первого смесителя. Сложность преселектора во многом определяется структурной схемой приемника. Так, в аппаратах с «преобразованием вверх» преселектор может в принципе состоять из единственного фильтра нижних частот с частотой среза 30 МГц. Такое построение, правда, приводит к необходимости использовать сверхдинамичный первый смеситель, поэтому и в приемниках с «преобразованием вверх» чаще всего используют преселектор в виде набора полосовых фильтров, а иногда и перестраиваемый узкополосный преселектор.

Перестраиваемый преселектор можно назвать традиционным — он широко и успешно применяется на протяжении более пяти десятилетий. Его преимущество — хорошее ослабление побочных каналов и сравнительно близких к частоте приема помех, а недостатки — необходимость кропотливой настройки с целью хорошего сопряжения преселектора и гетеродина, громоздкость многосекционных конденсаторов переменной емкости. Перестройка контуров преселектора с помощью варикапов совершенно неприемлема для высококачественных аппаратов, так как приводит к уменьшению динамического диапазона. Узкополосные преселекторы иногда применяют в виде отдельной конструкции в целях улучшения реальной избирательности имеющегося приемника. Стремясь сузить полосу пропускания, иногда применяют громоздкие фильтры на спиральных резонаторах [22] или выполняют преселектор в виде набора узкополосных кварцевых фильтров [23]. Необходимость в такого рода мерах чаще всего отпадает при использовании правильно спроектированных приемников с высоколинейным широкополосным трактом, в которых преселектор, как правило, представляет собой набор полосовых фильтров, полоса пропускания каждого из которых совпадает с одним из любительских диапазонов.

Обычно достаточную избирательность при простой схеме и конструкции обеспечивают трехконтурные фильтры сосредоточенной селекции (ФСС), выполненные из катушек индуктивности с добротностью 50—100. Однако иногда, например при срав-

нительно низкой первой ПЧ, необходимо применять более добротные катушки и вводить иные ухищрения для лучшего подавления зеркального или других побочных каналов — например, создавать полюсы затухания фильтра путем введения комбинированной индуктивно-емкостной связи между контурами. Для лучшего подавления приема на ПЧ в преселектор часто вводят фильтр-пробку, однако аналогичных результатов можно добиться и путем использования двойного балансного первого смесителя.

Фильтры коммутируют с помощью механических переключателей или реле с малой емкостью между контактами. Коммутация с помощью диодов, как показывает практика, приводит к заметному ухудшению линейности преселектора, возрастанию его коэффициента шума, уменьшению избирательности из-за наводок на цепи питания диодов, поэтому она может быть рекомендована лишь для малогабаритных приемников низкого класса.

Если в приемнике используют усилитель радиочастоты (УРЧ), преселектор следует разбить на две части, одну из которых включают перед УРЧ, вторую — после. В противном случае мощность шумов, генерируемых УРЧ и попадающих в тракт ПЧ после первого смесителя, удвоится за счет шумов УРЧ в полосе зеркального канала. что эквивалентно повышению коэффициента шума УРЧ на 3 дБ.

Ферромагнитные материалы, часто применяемые для улучшения добротности и уменьшения размеров катушек контуров преселектора, могут заметно ухудшить его линейность. Этот эффект тем сильнее, чем у́же полоса пропускания. Вызывая изменение индуктивности контуров, мощные помехи модулируют частоту настройки преселектора, а значит, и его комплексный коэффициент передачи, что приводит к появлению и перекрестной — амплитудной и фазовой, и взаимной модуляции, и блокированию. Например, трехконтурный фильтр с полосой около 200 кГц с катушками на ферритовых кольцах М30-ВЧ-2 К16×8×6 на частоте 14 МГц имеет параметр $А_{3вх}$ около 0 дБм, на кольцах К32×16×8 — около 18 дБм.

Для подстройки контуров высоколинейного преселектора следует использовать подстроечные конденсаторы или латунные сердечники, в крайнем случае — карбонильные подстроечники много меньшего диаметра, чем диаметр катушек.

С фидером антенны преселектор согласуют путем подбора связи первого контура с антенным входом по максимуму коэффициента передачи. При этом обеспечивается и минимальный КСВ в фидере. Практика показывает, что лучшие характеристики затухания фильтров в области частот выше 30...40 мГц получаются, если вид связи с антенной и нагрузкой отличается от вида связи между контурами. Например, при индуктивной или автотрансформаторной связи с антенной и нагрузкой лучше применить емкостную связь между контурами, и наоборот.

Несимметричный выход преселектора с симметричным входом смесителя при небольшом числе диапазонов проще всего согласовать с помощью катушек связи, намотанных в два провода на каркасы последних контурных катушек фильтров. Такой способ требует коммутации двух выводов катушек связи, что при большом числе диапазонов становится сложным. В этом случае лучше применить симметрирующее устройство, выполненное на ферритовых трансформаторах типа длинной линии (ТЛ) [24; 7, с. 148]. В таких трансформаторах магнитные поля, образованные противоположно направленными токами в отдельных проводах линии, почти полностью взаимно компенсируются, поэтому заметного изменения коэффициента передачи ТЛ не наблюдается и при очень больших уровнях сигналов. Применять

для указанных целей ферритовые широкополосные трансформаторы обычного типа следует с большой осторожностью, а лучше вообще не применять.

Усилители радиочастоты используют в составе преселектора для улучшения чувствительности приемника. Усиление УРЧ выбирают в соответствии с рекомендациями на с. 19. Если линейность УРЧ высока, а допустимое ухудшение динамического диапазона первого смесителя задано около 2 дБ, максимально допустимый коэффициент усиления УРЧ (в децибелах) можно определить как

$$G_{урч\ доп} = F_{см} - F_{урч} + A_{ф},$$

где $F_{см}$ и $F_{урч}$ — коэффициенты шума смесителя и УРЧ; $A_{ф}$ — затухание фильтра, включенного между УРЧ и смесителем. Коэффициент шума цепи УРЧ — смеситель будет при этом примерно на 3 дБ больше, чем у УРЧ.

Для повышения линейности УРЧ охватывают отрицательной обратной связью, выполняют по схеме ОБ или ОЗ, используют транзисторы средней и большой мощности, применяют двухтактную схему [7, с. 78; 14].

Конечно, крайне желательно обойтись вообще без УРЧ. Для этого нужно, чтобы на верхних частотах КВ диапазона коэффициент шума цепи пассивный преселектор — смеситель был не хуже 12...15 дБ, что вполне осуществимо. Если он достигает лишь около 20 дБ, можно применить широкополосный УРЧ с полосовым фильтром 21...30 МГц на входе, включаемый в случае необходимости только на сравнительно «тихих» высокочастотных диапазонах перед основным преселектором.

Смесителем частот называют электрическую цепь, создающую спектр комбинационных частот при подаче на нее двух или более сигналов разных частот. Смесители служат для изменения частоты исходных колебаний путем сложения или вычитания с частотой несущей, вырабатываемой вспомогательным генератором или гетеродином. (Здесь и далее термин «несущая» используется как более универсальный вместо привычного радиолюбителям термина «сигнал гетеродина», поскольку гетеродином в [3], называется «генератор гармонических колебаний, ипользуемый для преобразования частоты в радиоприемнике».) Идеальным можно считать смеситель, который производит операцию умножения напряжения входного сигнала $U_с$ на зависящий только от синусоидальной несущей (не содержащей высших гармоник) коэффициент передачи:

$$K(t) = k \sin 2\pi f_{н} t, \qquad (2)$$

где k — постоянный коэффициент; $f_н$ — частота несущей; t — текущее время. При синусоидальной форме напряжения $U_с$ сигнал на выходе такого смесителя представляет собой сумму напряжений только двух боковых частот — суммарной $f_с + f_н$ и разностной $|f_с - f_н|$.

Коэффициент передачи реальных смесителей всегда отличается от (2). В большей или меньшей степени он содержит постоянную составляющую и имеет нелинейную зависимость от суммы напряжений сигнала и несущей. К тому же в спектре несущей всегда присутствуют высшие гармоники. Поэтому в выходном спектре смесителя содержится множество комбинационных составляющих с частотами $|nf_н \pm mf_с|$, где $n = 0,1,2,...$, $m = 0,1,2,...$, из которых полезными являются обычно только $|f_н \pm f_с|$ (иногда $|2f_н \pm f_с|$ [25, 26], а остальные — нежелательными или побочными. Большую часть побочных колебаний подавляют с помощью подключенных к выходу смесителя фильтров, а наиболее вредные побочные колебания, попадающие в полосу пропускания выходных фильтров, ослабляют путем соответствующего выбора и оптимиза-

ции схемы, конструкции и режима работы смесителя, подачи на него оптимальных уровней сигнала и несущей.

По виду используемых элементов смесители могут быть пассивными, активными и параметрическими.

Пассивные смесители выполняют обычно на полупроводниковых диодах и полевых транзисторах. Коэффициент преобразования, т. е. отношение мощности одного из боковых колебаний к мощности исходного, даже у лучших смесителей не превышает —4 дБ (обычно от —6 до —10 дБ). Коэффициент шума несколько больше, чем затухание в смесителе (величина, обратная коэффициенту преобразования). До некоторого предела верхняя граница динамического диапазона пассивных смесителей прямо зависит от мощностей несущей. Как на верхнюю, так и на нижнюю границу динамического диапазона сильно влияют характер нагрузки пассивного смесителя и ее постоянство в широком диапазоне частот.

Активные смесители выполняют как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Коэффициент преобразования у них, как правило, больше единицы, но по меньшей мере на 4 дБ меньше, чем коэффициент передачи у аналогичного по схеме усилителя, выполненного на тех же полупроводниковых приборах и потребляющего тот же ток, а коэффициент шума на 7—8 дБ больше, чем у такого усилителя. В области допустимых для транзисторов режимов верхняя граница динамического диапазона пропорциональна току через смеситель. Но с ростом тока растет и коэффициент шума, и для каждого типа транзисторов существует свой оптимальный ток, при котором динамический диапазон смесителя максимален. Характер нагрузки слабо влияет на параметры активного смесителя.

Параметрические смесители, построенные на варикапах, отличает низкий коэффициент шума, возможность достижения очень большого динамического диапазона. Их целесообразно использовать в устройствах с «преобразованием вверх», где можно получить усиление, пропорциональное отношению частот сигнала на выходе и входе параметрического смесителя. К недостаткам, сдерживающим широкое распространение таких смесителей, следует отнести зависимость коэффициента преобразования от указанного отношения частот, от мощности несущей, возможность самовозбуждения на частотах входящих в смеситель контуров. Иногда параметрические смесители применяют в тракте формирования SSB сигнала [27, 28].

Различают однотактные, балансные и двухбалансные смесители.

Однотактные смесители имеют наиболее «грязный» спектр выходного сигнала, но они просты по схеме и могут содержать всего один нелинейный элемент. Их применяют при невысоких требованиях к динамическому диапазону.

Балансными называют смесители, в нагрузке которых компенсируются токи исходного сигнала или несущей, а также некоторых других нежелательных колебаний. Чаще применяют смесители, балансные «по несущей», мощность которой обычно много больше мощности исходного сигнала, и поэтому подавление в нагрузке токов несущей часто сильно облегчает построение выходного фильтра. Балансный смеситель содержит обычно не менее двух нелинейных элементов, а также узлы, создающие противофазные напряжения. Подавление несущей по сравнению с однотактной схемой составляет обычно 30—35 дБ, но может быть улучшено до 40...50 дВ путем тщательного подбора нелинейных элементов или применения пар нелинейных элементов, выполненных на одной подложке.

В нагрузке некоторых типов однотактных смесителей также могут быть сильно

ослаблены колебания с частотой несущей. Таким свойством обладают, например, однотактные пассивные смесители, где в качестве нелинейного элемента использован канал полевого транзистора, сопротивление которого зависит от приложенного между каналом и затвором напряжения несущей [29], а также однотактные активные смесители, в которых управляемый напряжением несущей резистор (обычно полевой транзистор) включен в цепь отрицательной обратной связи каскада усиления. Подавление несущей в таких смесителях падает с повышением ее частоты и зависит от емкости затвор-канал полевого транзистора.

В нагрузке двухбалансных смесителей происходит компенсация и колебаний с частотой несущей, и исходного сигнала, а также значительной части других нежелательных составляющих. Число нелинейных элементов в двухбалансных смесителях вдвое больше, чем в балансных, но объем и сложность симметрирующих устройств зачастую одинаковы. Двухбалансные смесители обеспечивают наиболее чистый выходной спектр, наибольшие коэффициент преобразования и динамический диапазон (при переходе от балансной схемы к двухбалансной он возрастает на 3 дБ и более).

По режиму работы можно выделить синусоидальные и ключевые смесители. В выражении для коэффициента передачи синусоидального смесителя полезный член можно записать в виде

$$K(t) = kU_{нm} \sin 2\pi f_н t, \quad (3)$$

где $U_{нm}$ — амплитуда напряжения несущей. Коэффициент передачи, близкий к (3), при синусоидальной несущей в некотором диапазоне входных напряжений имеют аналоговые перемножители, построенные обычно на основе дифференциальных усилителей с генератором тока, управляемым напряжением несущей, например микросхема К140МА1 [30]. К синусоидальным можно отнести и смесители, выполненные на элементах с близкой к квадратичной вольт-амперной характеристикой (ВАХ), т. е. таких, у которых $I_{вых} \sim U^2_{вх}$. Если сумма амплитуд сигнала и синусоидальной несущей не выходит за пределы квадратичных участков ВАХ, в выходном спектре таких смесителей содержатся, в основном, полезные колебания боковых частот, а также побочные колебания с удвоенными частотами сигнала и несущей. Последние, как правило, легко отфильтровать и дополнительно подавить в балансной схеме.

Преимущество синусоидального режима — хорошее подавление продуктов преобразования вокруг высших гармоник несущей, т. е. низкий коэффициент преобразования на гармониках несущей. Недостаток, как это видно из (3),— зависимость коэффициента передачи, а значит, и преобразования от амплитуды несущей, что влечет необходимость ее стабилизации, а также приводит к обратному преобразованию амплитудных шумов гетеродина (не путать с «прямым» проникновением этих шумов в тракт ПЧ, которое сильно ослабляется в балансных схемах). Кроме того, в большинстве используемых на практике диодных и транзисторных смесителей в синусоидальном режиме получаются далеко не наилучшие коэффициент преобразования и динамический диапазон. Для расширения динамического диапазона у аналоговых перемножителей применяют малошумящие транзисторы и местные отрицательные обратные связи. В смесителях на элементах с квадратичными ВАХ стремятся применять элементы с возможно более протяженным квадратичным участком, например мощные полевые транзисторы.

Выражение для коэффициента передачи двухтактного ключевого смесителя имеет вид

$$K(t) = \begin{cases} k_0 \text{ при } 0<t<T/2, \\ -k_0 \text{ при } T/2<t<T, \end{cases}$$

где $T=1/f_н$ — период функции K(t). Разложение такой функции в ряд Фурье, как известно,

$$K(t) = \frac{4k_0}{\pi}\left(\sin 2\pi f_н t + \frac{\sin 2\pi 3f_н t}{3} + \frac{\sin 2\pi 5f_н t}{5} + \dots\right). \quad (4)$$

Умножив напряжение входного сигнала на такой коэффициент передачи, обнаружим, что на выходе ключевого смесителя присутствуют полезные составляющие суммарной и разностной частот. Присутствует также бесконечное множество нежелательных суммарных и разностных составляющих вокруг нечетных гармоник несущей, амплитуды которых убывают обратно пропорционально номерам гармоник, и в этом — основной недостаток ключевых смесителей. Однако при правильном выборе соотношения частот на входах и выходе смесителя [31] требуемое подавление таких побочных колебаний с помощью фильтров обычно сложностей не представляет.

Ключевые смесители имеют целый ряд преимуществ. Полезный (первый) член выражения (4) совпадает с (2) при $k=4k_0/\pi$ и не зависит от амплитуды несущей, причем на практике такая независимость в пределах динамического диапазона обеспечивается достаточно просто путем повышения амплитуды несущей. Отпадает необходимость формирования несущей чисто синусоидальной формы и стабилизации ее амплитуды, что значительно упрощает гетеродин. Отсутствует обратное преобразование амплитудных шумов несущей. Динамический диапазон смесителей в ключевом режиме, как правило, существенно больше, чем у тех же смесителей в синусоидальном режиме. Для диодных и смесителей на биполярных транзисторах эта разница достигает 20—30 дБ [32], для смесителей на мощных полевых транзисторах — 10—15 дБ. Объясняется это тем, что в ключевом режиме элементы смесителя большую часть времени находятся в наиболее линейном открытом или непроводящем состояниях, а меньшую — в существенно нелинейном переходном состоянии.

Возможны два способа создания режима, близкого к ключевому: либо путем повышения уровня несущей, либо путем подачи несущей с близкой к прямоугольной формой. Первый путь широко используется для так называемых «смесителей высокого уровня» — кольцевых двухбалансных диодных модуляторов, в плечи которых последовательно включают по нескольку диодов Шотки, для некоторых других типов диодных смесителей, для смесителей на мощных полевых транзисторах. Его преимущество — малый уровень излучения гармоник несущей цепями связи смесителя с гетеродином и самим гетеродином, что особенно важно в приемниках с многократным преобразованием частоты. Недостаток — необходимость в линейном усилении синусоидальной несущей, причем ее мощность можно увеличивать лишь до тех пор, пока в диодных смесителях не превышен максимально допустимый ток через диоды, а в транзисторных — допустимые напряжения база-эмиттер или затвор-исток. Таким путем трудно создать режим, максимально близкий к ключевому. У диодных смесителей, кроме того, повышение мощности несущей приводит к росту уровня шума, генерируемого диодами. Поэтому нередко более целесообразным оказывается второй путь создания ключевого режима.

Несущую прямоугольной формы из близких к синусоидальным колебаний лучше всего получать с помощью ненасыщенных дифференциальных усилителей-ограничителей с гальванической связью между каскадами, которые практически устраняют

амплитудную составляющую шумовой модуляции несущей. Недопустимо использовать насыщенный режим транзисторов усилителя-ограничителя, который приводит к резкому росту фазовой шумовой модуляции несущей. В корне неверно, но довольно распространено мнение, что ключевые смесители якобы «сильно шумят», по-видимому, это следствие применения насыщенных формирователей. Не следует использовать и триггеры Шмитта, в том числе и ненасыщенные, так как в них возможно преобразование шумовой амплитудной модуляции исходных колебаний в фазовую.

Для первых каскадов формирователей прямоугольной несущей удобно использовать простейшие логические элементы микросхем эмиттерно-связанной логики ЭСЛ серий К100, К500, К1500. Базовый элемент этих серий выполнен именно по схеме ненасыщенного дифференциального усилителя-ограничителя с эмиттерными повторителями на парафазных выходах и позволяет получать очень короткие фронты импульсов — до 1,5—2 нс у серий К100, К500 и до 0,5 нс у серии К1500. Выходная мощность этих микросхем достаточна для питания активных смесителей на биполярных транзисторах малой и средней мощности, выполненных на дифференциальных ключах тока. В других случаях включают дополнительные каскады усиления мощности (с. 151).

Желательно, чтобы форма напряжения несущей была близка к меандру, т. е. длительности положительных и отрицательных импульсов должны быть одинаковыми. Их заметное различие в двухбалансных смесителях приводит к ухудшению подавления несущей, к росту «прямого пролезания» исходных колебаний и к появлению комбинационных составляющих значительного уровня вокруг четных гармоник несущей. У пассивных смесителей при этом резко уменьшается динамический диапазон. Равенство указанных длительностей можно поддерживать путем введения в формирователь отрицательной обратной связи по постоянному току. Более надежный результат можно получить путем по крайней мере двукратного повышения частоты задающего генератора и включения в цепь формирователя цифрового делителя частоты с последним каскадом деления на два или подобного, обеспечивающего меандр на выходе при любой скважности, т. е. отношении большей к меньшей из упомянутых длительностей на входе делителя.

Если зафиксировать амплитуду несущей и увеличивать крутизну ее фронтов, динамический диапазон смесителя будет сначала пропорционально возрастать, затем этот рост уменьшится и наконец прекратится, после чего линейность смесителя будет определяться линейностью его элементов в открытом состоянии при условии, конечно, что граничная частота этих элементов во много раз выше частоты несущей. В большинстве случаев такой режим, максимально близкий к ключевому, достигается при длительности фронтов, примерно в десять раз меньшей полупериода несущей. Поэтому нет смысла бесконечно уменьшать эту длительность, что на частотах КВ диапазона и выше всегда связано с повышением мощности, расходуемой формирователем на перезарядку емкостей его нагрузки. Импульсный ток, который должен обеспечивать формирователь, можно оценить как $i_{имп} \approx C_н U_н / \tau_ф$, где $C_н$ и $U_н$ — соответственно емкость и размах напряжения на нагрузке; $\tau_ф$ — требуемая длительность фронтов. Например, при $C_н = 20$ пФ, $U_н = 10$ В, $\tau_ф = 2$ нс, $i_{имп} \approx 0{,}1$ А, что заставляет использовать в выходном каскаде формирователя СВЧ транзисторы средней мощности. Понятно поэтому, что в ключевых смесителях желательно применять элементы с минимальными межэлектродными емкостями. Необходимо также, чтобы паспортное время переключения этих элементов было по крайней мере в 2—3 раза меньше

требуемой длительности фронтов несущей. Если ее частота не превышает 30 МГц, подойдут диоды со временем переключения около 1 нс и менее и транзисторы с граничной частотой около 1 ГГц и выше. Следует отметить, что при частоте несущей более 30—40 МГц обеспечить ключевой режим смесителя, используя распространенные сегодня радиокомпоненты, становится задачей отнюдь не простой.

Наиболее высокие требования предъявляются к первым смесителям приемников и последним перед широкополосным трактом — передатчиков. В приемниках высокого класса с многократным преобразованием частоты в качестве первого смесителя используют в основном балансные и двухбалансные пассивные смесители с питанием синусоидальной несущей [33]. При единственной ПЧ и частоте несущей менее 30 МГц целесообразно применять балансные и двухбалансные ключевые смесители, которые позволяют даже с распространенными маломощными радиокомпонентами достигать динамического диапазона свыше 90 дБ, причем как в пассивных, так и активных смесителях.

Постоянство нагрузки пассивных смесителей обеспечивают путем включения между смесителем и выходным фильтром либо широкополосного каскада усиления с входным сопротивлением, равным оптимальному сопротивлению нагрузки смесителя, либо так называемого «диплексора» (расщепителя). Диплексор состоит из подключенных к выходу смесителя последовательного контура, настроенного на ПЧ, через который полезная боковая без заметного ослабления поступает на фильтр ПЧ, и цепи из последовательно соединенных параллельного контура, также настроенного на ПЧ, и резистора с сопротивлением, равным выходному сопротивлению смесителя. Этим резистором поглощается мощность большинства побочных составляющих, что препятствует их отражению обратно в смеситель, приводящему к снижению динамического диапазона на 3 — 10 дБ, иногда и более.

В менее ответственных узлах можно успешно применять активные балансные смесители на маломощных полевых транзисторах как в синусоидальном [34, 35], так и ключевом режиме. На частотах до 2...3 МГц очень хорошие результаты дают ключевые смесители на основе элементов цифровых КМОП серий К176, К561 и др. как активные на логических элементах И-НЕ и ИЛИ-НЕ, так и пассивные на базе двусторонних ключей, например К561КП1, КП2. В смесительных детекторах целесообразно использовать и более простые однотактные ключи на полевых транзисторах [29, 36].

Гетеродинами обычно называют генераторы гармонических колебаний, используемые для преобразования частоты (ГОСТ ограничивает применение термина «гетеродин» только радиоприемниками). В спортивной аппаратуре используют гетеродины на основе автогенераторов с параметрической и кварцевой стабилизацией, а также синтезаторы частот как прямого синтеза, т. е. использующие исключительно умножение, деление и преобразование частоты, так и косвенного — на основе колец фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Причем в последнее время все большее распространение получают цифровые синтезаторы, в кольца ФАПЧ которых включают цифровые делители частоты. В большинстве современных спортивных аппаратов, выпускаемых зарубежными фирмами, в качестве основного гетеродина используют декадные цифровые синтезаторы частоты с квазиплавной перестройкой.

В радиолюбительской литературе вопросы схемотехники и реализации требуемой стабильности автогенераторов с параметрической и кварцевой стабилизацией и гетеродинов в целом освещены довольно широко (например, [7, с. 37—44; 37—39]).

Но крайне мало затронуты вопросы, имеющие очень важное значение при реализации высокой реальной избирательности приемников и низкого уровня внеполосного шума и побочных излучений передатчиков, а именно: шумовые характеристики гетеродинов и факторы, влияющие на число и уровень побочных колебаний. Не в последнюю очередь это связано, по-видимому, со сложностью измерения уровня боковых шумов и побочных колебаний в любительских условиях. Поэтому здесь приведены некоторые соображения, касающиеся в основном качественной стороны вопросов, возникающих при проектировании малошумящих гетеродинов или усовершенствовании существующих.

1. Уровень боковых шумов автогенератора вблизи частоты основного колебания обратно пропорционален добротности колебательной системы.

2. Если не брать в расчет генераторы со специальными прецизионными резонаторами, уровень шумов вблизи частоты основного колебания меньше у генераторов с кварцевой стабилизацией, а вдали от этой частоты — у генераторов с параметрической стабилизацией.

3. Минимум относительного уровня шумов автогенератора на данном активном элементе имеет место при вполне определенном режиме (токе и напряжении питания) элемента. Наивысшая стабильность частоты автогенератора достигается при его мощности, меньшей, чем необходимо для получения минимума относительного уровня шумов.

4. Традиционный способ развязки автогенератора и нагрузки, т. е. уменьшения влияния нагрузки на стабильность автогенератора, слабая связь с буферным каскадом через небольшую емкость могут существенно увеличить уровень шумов гетеродина. Хорошей развязки следует добиваться не за счет ослабления межкаскадных связей, а за счет использования в буферных каскадах транзисторов с малыми проходными емкостями.

5. Переходы по переменному току между каскадами гетеродина могут заметно увеличить уровень боковых шумов, особенно вблизи частоты основного колебания. Связь между каскадами следует делать гальванической, а если это невозможно, емкость конденсаторов связи должна быть возможно большей. Все это относится и к цепи связи гетеродина с активным смесителем.

6. Базу биполярного или затвор полевого транзистора малошумящего автогенератора следует гальванически связывать с «землей»: в схемах с общей базой (затвором) — непосредственно, в схемах с общим эмиттером (истоком) — через дроссель или катушку связи. Режим транзистора по постоянному току обеспечивают, используя двухполярный источник питания. Традиционный «гридлик» в малошумящих генераторах опасен.

7. Относительный фазовый сдвиг, вносимый активным элементом автогенератора, растет пропорционально повышению рабочей частоты. Так же растет и влияние нестабильности, шумов и пульсаций источников питания на стабильность частоты и уровень шума автогенератора.

8. Умножение частоты колебаний приводит к пропорциональному росту уровня шумов и побочных колебаний, деление частоты — к пропорциональному уменьшению уровня шумов и к резкому уменьшению уровня побочных колебаний. При больших коэффициентах деления уровень шумов вдали от частоты основного колебания определяется шумами самого делителя.

9. Шумы делителей и других цифровых узлов на ненасыщенной логике — ТТЛШ, КМОП, ЭСЛ — меньше, чем при использовании насыщенной логики ТТЛ, ДТЛ, РТЛ.

10. Усилитель-ограничитель может уменьшить уровень шума генератора примерно на 3—4 дБ за счет «срезания» амплитудной составляющей шума, линейный усилитель — только увеличить.

11. Уровень паразитных излучений цифровых узлов и наводок на выходные цепи синтезаторов частоты уменьшается при сокращении физических размеров цифровых узлов и уменьшении длины линий связи между микросхемами.

12. Наименьший уровень паразитных излучений цифровых узлов и наводок по цепям питания достигается при использовании уравновешенных по питанию ЭСЛ-микросхем и слаботочных КМОП-микросхем.

13. Хорошая развязка по питанию аналоговых и цифровых узлов синтезатора — непременное условие получения низкого уровня побочных колебаний. Хорошие результаты дает питание аналоговых и цифровых узлов от отдельных стабилизаторов, установленных и заземленных непосредственно в месте установки питаемого узла. Дополнительный положительный эффект дает питание этих стабилизаторов от отдельных выпрямителей, подключенных к отдельным обмоткам силового трансформатора, причем заземлять эти выпрямители вместе с фильтрами пульсаций следует также лишь в местах заземления стабилизаторов.

14. Недопустимо использовать разные логические элементы или узлы, размещенные в одном корпусе микросхемы, для обработки сигналов разных частот (за исключением кратных, если выходная частота — самая низкая из них). При таком использовании в результате нелинейных эффектов, аналогичных происходящим в смесителях, колебания исходных частот «обрастают» массой комбинационных составляющих.

15. Как цифровые, так и аналоговые узлы, в которых происходит генерация и обработка колебаний разных частот, следует размещать в отдельных экранированных коробках.

Рекомендации, касающиеся синтезаторов частоты, имеют в основном практический характер. Теория и схемотехника синтезаторов изложены, например, в [40]. Но и из данного перечня ясно, что создание высококачественного синтезатора — задача далеко не тривиальная и на данном этапе, пожалуй, непосильная для большинства радиолюбителей. Более того, в трансиверах для радиолюбителей, выпускаемых зарубежными фирмами, цифровые синтезаторы частоты, довольно сложные и выполненные с широким применением узлов высокой степени интеграции, не обеспечивают требуемых для действительно высококачественных аппаратов уровня шумов и побочных колебаний. Например, у одного из лучших и самых дорогих трансиверов «Milspec 1030» [41] шум синтезатора характеризуется цифрами —90 дБ·Гц при расстройке 1 кГц и — 135 дБ·Гц при расстройке 20 кГц.

Многие другие аппараты с синтезаторами не могут претендовать и на это — типичные цифры для уровня шумов в дальней зоне — около —(100—120) дБ·Гц. Хотя при небольших расстройках около $(1—3)\cdot10^{-5}$ синтезаторы, как правило, обеспечивают меньшие шумы, чем гетеродины, построенные на основе диапазонных автогенераторов с параметрической стабилизацией, можно утверждать, что на сегодня последние имеют меньший уровень шумов и побочных колебаний и более подходят для приемников с высокой реальной избирательностью и для малошумящих передатчиков. Такие гетеродины, однако, уступают синтезаторам по стабильности частоты и не позволяют легко и качественно реализовать такие удобства, как, например, многоканальная память частот, набор частот с тастатуры, почти мгновенный переход на заданную частоту и др. Правда, существуют способы значи-

тельного уменьшения дрейфа частоты автогенератора с помощью цифрового частотомера, ставшего в последнее время неотъемлемым узлом высококачественного трансивера [42]. Однако нельзя признать, чтобы подобные ухищрения решали спор в пользу обычных гетеродинов: упомянутые удобства, с легкостью реализуемые в цифровых синтезаторах, неоспоримы и будущее за синтезаторами.

Но что делать сегодня радиолюбителю, желающему построить высококачественный трансивер? При доступной сегодня элементной базе можно потратить массу времени и средств на создание синтезатора, но, вероятнее всего, так и не добиться приемлемой «чистоты» его спектра. Но можно, отказавшись от «синтезаторных» удобств и от сулящей ранее отмеченные преимущества структурной схемы с «преобразованием вверх», построить трансивер с действительно высокими параметрами по простейшей структурной схеме с одной ПЧ порядка нескольких мегагерц, гетеродин которого выполнить по следующему принципу.

Известно, что ширина основного лепестка зависимости спектральной плотности мощности автогенератора от частоты обратно пропорциональна добротности колебательной системы. В диапазонных генераторах КВ диапазона, используемых в гетеродинах трансиверов с одной ПЧ, применяют LC-контуры, добротность которых определяется практически только добротностью катушки индуктивности. Изготовить для такого генератора высокостабильную катушку с добротностью более 200—300 и с приемлемыми размерами чрезвычайно трудно. Известно также, что на частотах УКВ диапазона вполне приемлемые размеры имеют коаксиальные резонаторы, добротность которых нетрудно довести до нескольких тысяч. Взяв отрезок коаксильной линии длиной менее четверти длины волны и подключив к ее концу конденсатор переменной емкости (КПЕ), получим эквивалент переменной индуктивности, используя который можно построить диапазонный автогенератор с относительной шириной упомянутого лепестка, в несколько раз меньшей, чем практически достижимо у автогенераторов КВ диапазона. Необходимую стабильность частоты УКВ генератора можно обеспечить путем изготовления жесткой конструкции коаксиальной линии и КПЕ. Получить затем необходимые гетеродинные частоты можно путем деления частоты УКВ генератора с помощью цифровых делителей, выполненных на скоростных ЭСЛ-микросхемах. Микросхемы распространенной серии К500 обеспечивают деление частот до 205—210 МГц, серии К1500 — примерно до 350 МГц, однако последние пока малодоступны. Относительный уровень собственных шумов делителей на ЭСЛ-микросхемах около —(150—160) дБ·Гц, что достаточно для гетеродинов приемников с реальной избирательностью до 120 дБ.

Частоту гетеродина обычно выбирают ниже частоты сигнала при работе на ВЧ диапазонах 14 МГц и выше, а на НЧ диапазонах — выше частоты сигнала. Это обеспечивает прием и передачу нижней боковой полосы на НЧ диапазонах и верхней — на ВЧ при неизменной частоте опорного генератора детектора приемника и балансного модулятора однополосного тракта передачи. Применив в гетеродине делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД), можно так подобрать коэффициенты деления $K_д$ и выбрать такой диапазон перестройки УКВ генератора, что будет обеспечено перекрытие всех любительских диапазонов при неизменном диапазоне перестройки УКВ генератора. Этот диапазон целесообразно выбрать из условия перекрытия диапазона 28—29,7 МГц, а внутри него постараться уложить интервалы изменения частоты для остальных диапазонов.

Такой гетеродин как нельзя лучше подходит для ключевых смесителей, но при этом, как отмечалось ранее, крайне желательно, чтобы форма колебаний

на выходе ДПКД была близка к меандру. Наиболее просто меандр обеспечивается при четных $К_д$. К сожалению, при исходных частотах до 200 МГц четность этих коэффициентов во вседиапазонных аппаратах не всегда удается обеспечить без существенного расширения диапазона перестройки УКВ генератора, что увеличивает плотность настройки и «разбрасывает» диапазоны по шкале. Попытки изменения диапазона перестройки путем переключения, например, включенных параллельно КПЕ конденсаторов с помощью механических, релейных или электронных переключателей чреваты резким ухудшением стабильности частоты гетеродина.

Выбор диапазона перестройки УКВ генератора и коэффициентов деления ДПКД рассмотрим на двух примерах для аппаратов с популярными значениями ПЧ, равными 5,5 и 9 МГц. В табл. 1 и 2 $К_д$ выбраны из условия минимума диапазона перестройки УКВ генератора. Варианты со всеми четными $К_д$ имеются при обеих ПЧ (варианты 5, табл. 1 и 2), но только в варианте 5 (табл. 2), и то с большим риском, можно обойтись микросхемами серии К500, а в варианте 5 (табл. 1) необходимо большее быстродействие. Как здесь поступить? Можно, например, в варианте 3 (табл. 1) уменьшить до ближайших четных $К_д$ диапазонов 160, 40 и 16 м: соответственно 24, 14, 14. Диапазон перестройки и плотность настройки увеличатся при этом в 1,33 раза. Если так же поступить в варианте 3 (табл. 2), диапазон перестройки возрастет в 2 раза.

Выбирая $К_д$, следует учитывать также и удобство их реализации. Делители ДПКД можно построить разными способами, но наиболее простыми для данных целей получаются ДПКД на основе счетчиков Джонсона, построенных на микросхемах четырехразрядных регистров сдвига с коммутируемой обратной связью (рис. 3). Если на один из входов управления У1—У4 подать напряжение низкого уровня (лог. 0), соответствующий выход регистра ДД1 будет соединен с его входом через инвертор, на этом входе появится напряжение высокого уровня (лог. 1) и состояние выходов регистра начнет изменяться по положительным фронтам поступающих на вход С импульсов от УКВ генератора. Временны́е диаграммы сигналов в разных точках ДПКД для этих случаев представлены на рис. 4, *а, в, д, ж*; $К_д$ при этом четные и равны 2N (где N — число ячеек регистра в кольце), а скважность сигналов на любом из выходов регистра равна единице. Если напряжение низкого уровня подать на пару соседних входов У1—У4, $К_д$ будет равен 2N—1 (рис. 4, *б, г, е*), а скважность сигналов на любом из выходов регистра равна N/(N—1). При $К_д$, рав-

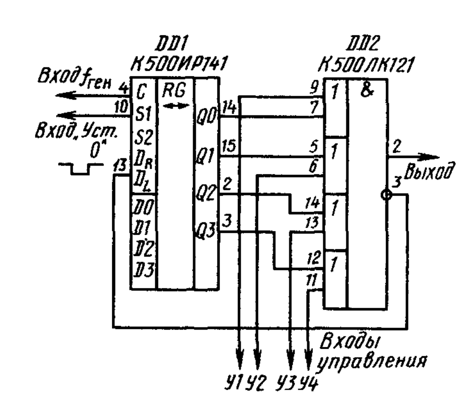


Рис. 3

Таблица 1

$f_{пч}$=5,5 МГц		Номера вариантов коэффициента деления К$_{д}$ и диапазона УКВ генератора Δf, МГц									
Диапазон частот, МГц		1		2		3		4		5	
сигнала	гетеродина	К$_{д}$	Δf	К$_{д}$	Δf	К$_{д}$	Δf	К$_{д}$	Δf	К$_{д}$	Δf
1,8—2,0	7,3—7,5	19	138,7—142,5	22	160,6—165	25	182,5—187,5	32	233,6—240,0	38	277,4—285,0
3,5—3,9	9,0—9,4	15	135—141	18	162—169,2	20	180,0—188,0	25	225,0—235,0	30	270,0—282,0
7,0—7,3	12,5—12,8	11	137,5—140,8	13	162,5—166,5	15	187,5—192,0	18	225,0—230,4	22	275,0—281,6
10,0—10,15	15,5—15,65	9	139,5—140,9	10	155,0—156,5	12	186,0—187,8	15	232,5—234,8	18	279,0—281,7
14,0—14,35	8,5—8,85	16	136,0—141,5	19	161,2—168,0	22	187,0—194,7	27	229,5—239,0	32	272,0—283,2
18,06—18,17	12,56—12,67	11	138,2—139,2	13	163,2—164,5	15	188,5—190,0	18	226,0—228,0	22	276,3—278,5
21,0—21,45	15,5—15,95	9	139,5—143,5	10	155—159,5	12	186,0—191,4	15	232,5—239,5	18	279,0—287,1
24,89—24,99	19,39—19,49	7	135,7—136,5	8	155—156	10	193,9—194,9	12	232,7—233,9	14	271,4—272,9
28,0—29,7	22,5—24,2	6	135,0—145,2	7	157,5—169,5	8	180,0—193,6	10	225,0—242,0	12	270,0—290,4

Таблица 2

$f_{пч}$=9 МГц		Номера вариантов коэффициента деления К$_{д}$ и диапазона УКВ генератора Δf, МГц									
Диапазон частот, МГц		1		2		3		4		5	
сигнала	гетеродина	К$_{д}$	Δf	К$_{д}$	Δf	К$_{д}$	Δf	К$_{д}$	Δf	К$_{д}$	Δf
1,8—2,0	10,8—11,0	11	119,0—121,0	13	140,4—143,0	14	151,0—154,0	16	172,8—176,0	18	194,4—198,0
3,5—3,9	12,5—12,9	9	112,5—116,1	11	137,5—141,9	12	150,0—152,0	14	175,0—180,6	16	200,0—206,4
7,0—7,3	16,0—16,3	7	112,0—114,1	9	144,0—146,8	10	160,0—163,0	11	176,0—179,3	12	192,0—195,6
10,0—10,15	19,0—19,15	6	114,0—114,9	7	133,0—134,1	8	152,0—153,2	9	171,0—172,4	10	190,0—191,5
14,0—14,35	5,0—5,35	23	115,0—123,0	27	135,0—143,7	30	150,0—160,5	35	175,0—187,3	38	190,0—203,3
18,06—18,17	9,06—9,17	13	117,7—119,2	15	145,0—146,7	18	163,0—165,1	20	181,2—183,4	22	199,3—201,8
21,00—21,45	12,0—12,45	10	120,0—124,5	11	132,0—136,9	13	156,0—162,0	15	180,0—186,8	16	192,0—199,2
24,89—24,99	15,89—15,99	7	111,2—111,8	9	143,0—143,8	10	158,9—159,9	11	174,8—175,9	12	190,6—191,9
28,0—29,7	19,0—20,7	6	114,0—124,2	7	133,0—144,9	8	152,0—165,6	9	171,0—186,3	10	190,0—207,0

ных 6 и 8, возможно возникновение в регистре запрещенных состояний, например 101 или 1010, при которых $К_д$ будет отличаться от требуемого, поэтому при включении ДПКД следует на вход SI регистра кратковременно подать напряжение низкого уровня. При этом ячейки регистра примут состояние 0000, из которого в процессе счета запрещенных состояний не возникает.

Как видно из табл. 1 и 2, при частотах генератора 150—200 МГц, когда имеются приемлемые варианты, допускающие использование микросхем серии К500, $К_д$ лежат в пределах 8—38. Делители ДПКД для их реализации можно выполнить в виде 19-разрядного регистра с соответствующими цепями обратной связи, однако для этого потребуются 5 микросхем регистров и 2—3 микросхемы для коммутации цепей обратной связи. Поэтому желательно выбрать такие $К_д$, чтобы их можно было реализовать в цепи из двух последовательно соединенных счетчиков, подобных изображенному на рис. 3. Например, если взять за основу вариант 3 (табл. 1) и допустить увеличение диапазона перестройки генератора в 1,67 раза, имеем следующие $К_д$: 24, 20, 14, 12, 20, 14, 12, 10, 8. Соответствующий ДПКД легко реализуется в цепи из двух делителей с коэффициентом деления первого, равным 5, 6,7, второго — 4 и 2. Если указанное увеличение диапазона перестройки неприемлемо, но допустимо в 1,33 раза, можно, оставив $К_д$ для диапазона 20 м равным 22, применить схему ДПКД, изображенную на рис. 5. На входы управления У1—У8 согласно приведенной на рисунке таблице нужно подать напряжения низкого уровня.

Если сформировать меандр на выходе ДПКД с помощью, например, устройства, схема и временные диаграммы работы которого приведены на рис. 6, можно использовать и нечетные $К_д$. Линия задержки W1 задерживает сигнал, поступающий на вход устройства с выхода ДПКД, на 1/2 среднего периода колебаний на входе ДПКД. Эту линию удобно выполнить в виде отрезка тонкого коаксиального кабеля РК50-1-11, РК75-1-11 или подобных. Погонная задержка кабелей с полиэтиленовой изоляцией около 5 нс на метр. Сопротивление $R_н$ должно быть равно волновому сопротивлению кабеля. Устройство включается при подаче на вход У напряжения низкого уровня. При напряжении высокого уровня на этом входе форма колебаний на выходе устройства такая же, как на его входе.

Выходы микросхем серии К500 необходимо нагружать на резисторы, подключенные к источнику питания (на рис. 3, 5, 6 не показаны). Наивысшее быстродействие достигается, когда сопротивления нагрузки равны 51 или 56 Ом и подключены к источнику напряжения —2 В, причем нагрузки следует включать ближе к концам линий связи. При небольшом числе микросхем и коротких линиях связи между ними можно подключать нагрузки к источнику питания микросхем с напряжением —5,2 В, а их сопротивление должно составлять 330 — 430 Ом. Нагрузку коаксиальных линий в этом случае следует связывать с общим проводом через конденсатор емкостью 10 000 пФ и более, а с цепью «—5,2 В» — через дополнительный резистор с сопротивлением 270 — 330 Ом. При этом к выходу микросхемы, нагруженному на коаксиальную линию, нагрузочный резистор не подключают. Подробнее с применением микросхем серии К500 можно ознакомиться в [43, с. 958].

Иногда можно использовать нечетные $К_д$ и не принимать мер по доведению скважности колебаний на выходе ДПКД до единицы. Например, если применяется смеситель, представленный на рис. 11, его динамический диапазон практически не ухудшается при скважности несущей примерно до 1,2. Тем не менее, если на данном диапазоне ПЧ находится вблизи от полосы пропускания преселектора, или в полосу

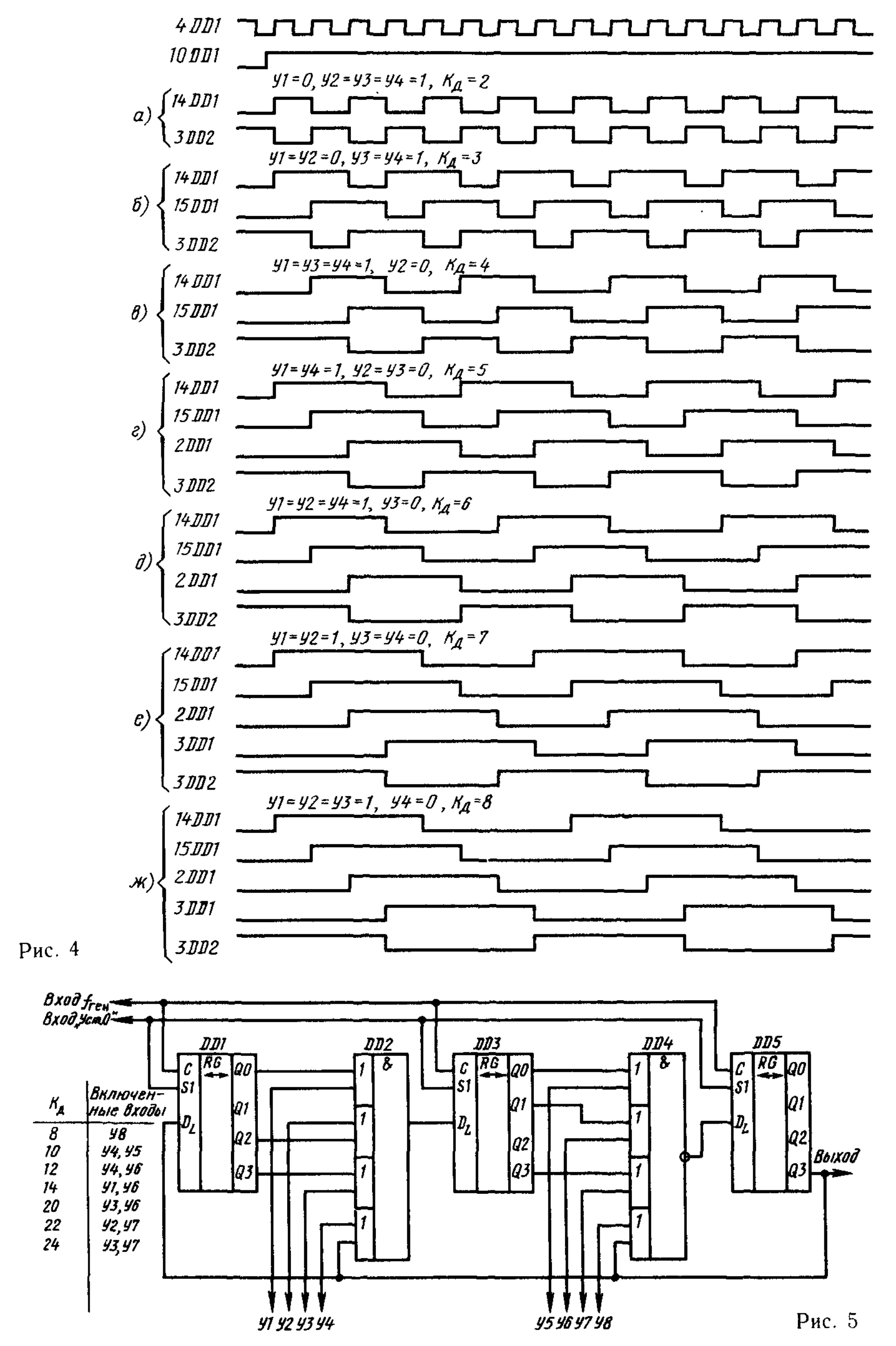


Рис. 4

К_Д	Включенные входы
8	У8
10	У4, У5
12	У4, У6
14	У1, У6
20	У3, У6
22	У2, У7
24	У3, У7

Рис. 5

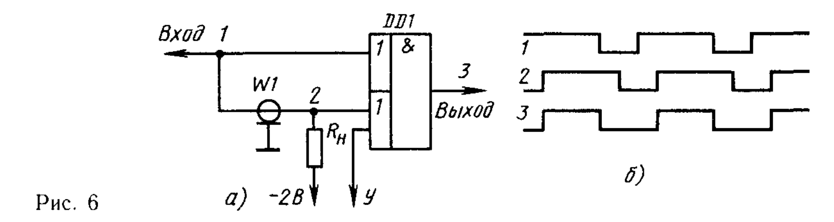


Рис. 6

пропускания фильтра передачи попадают комбинационные составляющие невысоких порядков, или вблизи этой полосы имеются составляющие невысоких порядков вокруг четных гармоник несущей, желательно все же довести скважность несущей до единицы. Например, при ПЧ, равной 9 МГц, побочный канал приема на ПЧ может недостаточно ослабляться преселектором в диапазонах 7 и 14 МГц. Вблизи полосы пропускания фильтра передачи находится составляющая вида $2f_н - f_{пч}$ при работе в диапазоне 14 МГц, а внутри такой полосы при работе в диапазоне 21 МГц — составляющие седьмого порядка $5f_{пч} - 2f_н$ и $4f_н - 3f_{пч}$. Учитывая это и взяв за основу варианты 3 и 4 (табл. 2), можно выбрать следующие $К_д$: 15, 13, 10, 8, 32, 18, 14, 10, 8. Реализовать их можно в ДПКД из двух последовательно включенных счетчиков, подобных изображенному на рис. 3, причем $К_д$, равные 15 и 13, получить как $7 \cdot 2 + 1$ и $6 \cdot 2 + 1$, подобно тому, как это сделано в устройстве на рис. 16. Диапазон перестройки УКВ генератора при этом лишь в 1,2 раза больше, чем в варианте 4 (табл. 2).

Фильтры основной селекции обеспечивают избирательность приемников по соседним каналам. Фильтр должен обеспечивать небольшое затухание в полосе пропускания при минимальной его неравномерности, высокое затухание в полосе задерживания, узкую переходную область от полосы пропускания к полосе задерживания. Эту область характеризуют коэффициентом прямоугольности — отношением полос пропускания при заданных затуханиях, обычно —60 и —6 дБ по отношению к минимальному затуханию в полосе пропускания. Фильтр основной селекции не должен вносить в тракт нелинейных искажений. Характеристики ФОС должны обеспечивать минимум «звона» при приеме телеграфных сигналов, т. е. отклик ФОС на импульсное воздействие должен затухать возможно быстрее. Характеристики ФОС должны быть стабильны во времени.

Фильтры основной селекции на базе LC-фильтров в последнее время используются лишь в приемниках прямого преобразования. Супергетеродинные КВ приемники и трансиверы с последней ПЧ около 50—100 кГц, на которой возможно создание эффективных LC ФОС, сейчас редки. Катушки индуктивности таких ФОС в целях повышения добротности приходится выполнять на ферритовых сердечниках довольно больших размеров и массы. При их увеличении уменьшаются и вносимые LC-фильтрами нелинейные искажения. Столь низкие значения ПЧ заставляют вводить до ФОС несколько ступеней преобразования частоты. Стабильность LC-фильтров невысока.

Очень часто в качестве ФОС используют электромеханические фильтры (ЭМФ) [7, с. 17], которые выпускаются на частоты до нескольких сот килогерц. Особенно популярны наборы ЭМФ с номинальной частотой 500 кГц, имеющие в своем составе фильтры с полосами пропускания от 0,3 до 10 кГц. Электромеханические

фильтры в значительной степени удовлетворяют требованиям, предъявляемым к ФОС. Затухание в полосе пропускания составляет обычно 4—10 дБ при его неравномерности не более 6 дБ, коэффициент прямоугольности лежит в пределах 1,1—2,2. Их затухание монотонно возрастает по мере удаления от полосы пропускания и достигает 100 дБ и более. Эти фильтры имеют малые размеры и массу, высокие надежность и стабильность, сравнительно дешевы. Их основные недостатки — довольно низкая рабочая частота, что заставляет строить вседиапазонные аппараты с ЭМФ в качестве ФОС по крайней мере с двумя ПЧ, а также существенная нелинейность коэффициента передачи, практически не позволяющая, если не принять специальных мер, реализовать в тракте с распространенными ЭМФ динамический диапазон свыше 80—83 дБ.

В радиовещательных приемниках широко используются пьезокерамические фильтры. Их частотный диапазон примерно совпадает с диапазоном, в котором реализуемы ЭМФ. Пьезокерамические фильтры имеют неплохие параметры и низкую стоимость, но по добротности элементов и стабильности они существенно уступают ЭМФ, поэтому в аппаратуре связи в качестве ФОС широкого применения не находят.

Из доступных радиолюбителям в наибольшей степени отвечают ранее перечисленным требованиям кварцевые ФОС. Разнообразные полосовые фильтры как из дискретных резонаторов, так и монолитные — на одной пластине — выпускаются промышленностью на частоты от единиц до нескольких десятков магагерц. К сожалению, среди них нет наборов фильтров, полностью удовлетворяющих требованиям к ФОС спортивных трансиверов. В любительских условиях довольно легко реализуются самодельные высококачественные кварцевые ФОС из дискретных резонаторов на частоты 5—15 МГц, на гармониковых кварцах — до 85 МГц [45, 44]. При некотором навыке можно изготовить и простейшие монолитные фильтры [46]. Наиболее популярны сейчас фильтры, выполненные по лестничным схемам. Их собирают из одинаковых резонаторов, они поддаются достаточно точному расчету в любительских условиях и, в отличие от фильтров по дифференциально-мостовым схемам, не требуют кропотливой настройки [44]. Для лестничных фильтров подходят резонаторы с резонансным интервалом, т. е. разностью между частотами параллельного и последовательного резонансов, в 3 и более раз больше требуемой полосы пропускания фильтра. Современные резонаторы этому условию, как правило, удовлетворяют, однако радиолюбителям часто более доступны резонаторы старых типов, имеющие обычно узкий резонансный интервал. Их тоже можно использовать для лестничных фильтров, но, чтобы получить расчетные характеристики, приходится вводить дополнительные катушки индуктивности (рис. 12) [44].

Правильно сконструированные кварцевые фильтры имеют очень хорошую линейность амплитудной характеристики. По данным [47], параметр $A_{3вх}$ у нескольких испытанных серийных кварцевых фильтров на частоты 8—50 МГц составляет 42—58 дБм. Учитывая, что наиболее динамичные современные смесители имеют параметр $A_{3вых}$ около 45 дБм, можно говорить о том, что на сегодня у приемников с кварцевым фильтром после первого смесителя достижим наибольший динамический диапазон, а его значение будет определяться исключительно линейностью каскадов, предшествующих этому фильтру.

В приемниках высокого класса с ЭМФ в качестве ФОС в целях повышения динамического диапазона в тракт первой фиксированной ПЧ включают сравнительно простые кварцевые фильтры, обеспечивающие предварительную основную селек-

цию. Иногда для тех же целей при одной ПЧ можно использовать LC-фильтры [14]. Для уменьшения мощности шумов УПЧ, поступающих с выхода детектора в тракт ЗЧ, часть ФОС включают ближе к выходу тракта ПЧ. Такая мера ослабляет как внеполосные шумы, так и шумы УПЧ на неиспользуемой боковой полосе.

Обычно кварцевые фильтры имеют фиксированное значение полосы пропускания, однако известны методы, позволяющие оперативно изменять эту полосу [48].

В простых трансиверах ФОС приемного тракта с «телефонной» полосой часто используют и в тракте формирования однополосного сигнала в режиме передачи. В аппаратах высокого класса целесообразно для этих целей применить отдельный фильтр с *коэффициентом прямоугольности* 1,2—1,4 *и с полосой около* 3 кГц, *а для* приема однополосных сигналов в условиях помех использовать менее «крутой» — с коэффициентом прямоугольности 1,6—2, но с полосой 2,2—2,5 кГц, обеспечивающий более короткий отклик на импульсную помеху.

Требования, предъявляемые к УПЧ, зависят от места этих усилителей в тракте. В приемниках с пассивным первым смесителем один каскад усилителя первой ПЧ обычно включают непосредственно после этого смесителя в целях обеспечения постоянства его нагрузки в широком диапазоне частот. Требования к таким каскадам аналогичны требованиям к УРЧ, а их усиление устанавливают таким, чтобы с небольшим запасом компенсировать затухание в смесителе, в фильтре на выходе данного каскада, а также в преселекторе, если в нем нет УРЧ. Усилители первых ПЧ в приемниках с многократным преобразованием частоты, как правило, только компенсируют затухание в смесителях и фильтрах между ними. Их коэффициент шума должен быть минимальным, а требования к линейности зависят от вида фильтра перед УПЧ. Если этот фильтр широкополосный, то УПЧ должен быть столь же линейным и, следовательно, столь же сложным, как УРЧ. Если перед усилителем включен фильтр предварительной основной селекции, требования к линейности УПЧ резко снижаются и можно допустить подачу на него напряжения из цепи регулировки усиления.

Основное усиление приемника должен обеспечивать усилитель последней ПЧ, включенный после ФОС. Первый каскад этого УПЧ обычно должен быть малошумящим. Требуемую линейность (динамический диапазон около 60 дБ) легко получить, используя в УПЧ транзисторы малой мощности. Реализация требуемого коэффициента усиления, около 90—100 дБ, обычно трудностей не вызывает. Сложнее обстоит дело с сохранением высокой линейности амплитудной характеристики УПЧ при глубокой регулировке его усиления. Например, в УПЧ, собранном из трех каскадов с каскодным включением по схеме ОИ—ОБ маломощных полевых транзисторов с p-n переходом и биполярных ВЧ транзисторов, нетрудно получить малый коэффициент шума и усиление напряжения, в зависимости от частоты 90—120 дБ. Однако снижение усиления такого УПЧ до 30 дБ и менее путем подачи запирающего напряжения, близкого к напряжению отсечки, на затворы транзисторов приводит к совершенно недопустимым искажениям, резко снижающим разборчивость сигналов. В усилителях на биполярных транзисторах такой же эффект наблюдается при подаче запирающего напряжения на базы транзисторов. Чтобы обеспечить линейность УПЧ при любых значениях коэффициента передачи, в высококачественных приемниках нередко применяют регулируемые аттенюаторы на p-i-n диодах, включенные между каскадами усиления. Для этих же целей в УПЧ, выполненных на полевых тетродах, можно использовать насыщение проходной характеристики этих тетродов

при увеличении напряжения на первом затворе и постоянном и малом напряжении — на втором [49]. В малошумящих входных каскадах УПЧ как на полевых, так и на биполярных транзисторах хорошая линейность обеспечивается при регулировке сопротивления канала полевого транзистора, включенного в цепь отрицательной обратной связи этих каскадов по переменному току.

Линейности амплитудной характеристики УЗЧ КВ приемников нередко уделяется незаслуженно мало внимания. Такое отношение к ним сложилось, по-видимому, во времена широкого использования АМ при работе телефоном и малой загруженности эфира. На самом деле, чтобы полностью использовать селективные свойства человеческого уха, линейность УЗЧ высококачественного приемника должна быть на уровне класса Hi—Fi, т. е. должен быть обеспечен коэффициент гармоник менее 0,2%. Такие УЗЧ легко реализуются на современных микросхемах, например серии К157, в состав которой входит мощный операционный усилитель К157УД1, который можно нагружать на низкоомные телефоны или небольшой громкоговоритель.

Чтобы снизить влияние наводок сети переменного тока, усиление УЗЧ не следует устанавливать свыше 40—50 дБ. Желательно также ограничить частотный диапазон УЗЧ с помощью простых RC-цепей: снизу — частотой около 300 Гц, сверху — около 3 кГц.

В трансиверах невысокого класса для приема телеграфных сигналов иногда используют узкополосные фильтры ЗЧ, активные и пассивные. Такая фильтрация делает звучание приемника неприятным — по-видимому, из-за искажения естественного спектра шумов.

Система автоматической регулировки усиления (АРУ) — неотъемлемый элемент высококачественного приемника и трансивера. Автоматическую регулировку усиления используют при приеме как телефонных, так и телеграфных сигналов. Для получения напряжения АРУ выпрямляют сигнал с выхода УПЧ или УЗЧ и сглаживают с постоянной времени зарядки порядка единиц или даже долей миллисекунды и постоянной времени разрядки, в зависимости от условий приема, порядка десятых долей или единиц секунд. Автоматическая регулировка усиления должна обеспечивать минимальное изменение уровня сигнала на выходе приемника при его максимальном изменении на входе, т. е. в петле регулирования должен быть обеспечен предельно возможный коэффициент усиления. При резком возрастании уровня входного сигнала АРУ должна возможно быстрее уменьшить усиление тракта, но минимально реагировать на импульсные помехи. Процесс установления в петле АРУ должен быть апериодическим, т. е. без значительных колебаний. Все эти требования противоречат друг другу, поэтому реальные системы АРУ всегда компромиссные, и улучшение каких-либо одних ее параметров возможно за счет ухудшения других.

Обеспечение быстрой и апериодической реакции системы АРУ на резкое изменение входного уровня требует предельного уменьшения задержки в петле регулирования. Эту задержку вносят в основном фильтры тракта ПЧ, а львиная доля ее приходится на ФОС и пропорциональна числу его звеньев и величине, обратной его полосе пропускания. Поэтому ФОС, а значит, и каскады до ФОС желательно из петли АРУ исключить. При каскадном построении ФОС, принятом в высококачественных приемниках, это чревато перегрузкой первых каскадов УПЧ, поэтому напряжение АРУ следует подавать и на эти каскады, а последний каскад ФОС при этом должен иметь минимальное число звеньев, достаточное лишь для эффективного ослабления внеполосных шумов УПЧ, и обычно хватает одного-двух. Но и остав-

шаяся задержка, вносимая фильтрами ПЧ, а также обусловленная постоянными времени цепей развязки напряжения АРУ, даже предельно уменьшенными, заметно ограничивает допустимое усиление в петле регулирования.

Системы АРУ, для работы которых используется сигнал с выхода УПЧ, обладают лучшими характеристиками, нежели АРУ «по ЗЧ», поскольку в них можно реализовать меньшую задержку, а их параметры не зависят от расстройки между частотой сигнала и опорного гетеродина детектора. Кроме того, АРУ «по ПЧ» можно сделать комбинированной, состоящей из петли традиционной обратной АРУ с подачей управляющего напряжения на каскады до детектора АРУ и разомкнутой цепи прямой АРУ с регулировкой усиления каскадов тракта ПЧ после детектора АРУ. При комбинированной АРУ можно добиться лучших скоростных характеристик за счет снижения усиления в петле обратной АРУ. При высоких значениях ПЧ, однако, бывает сложно реализовать АРУ по ПЧ из-за просачивания на вход УПЧ напряжения опорного гетеродина детектора.

Чтобы ослабить последействие импульсных помех и в то же время обеспечить максимальную скорость реакции АРУ на быстрое возрастание уровня сигнала, вводят две (иногда и более) соединенные по ИЛИ сглаживающие цепи, одна из которых предельно быстро заряжается, но и достаточно быстро — за десятки миллисекунд — разряжается. Вторая заряжается за десятки миллисекунд, а разряжается за десятые доли и единицы секунд.

В целях автоматического согласования динамических диапазонов эфира и приемника иногда используют вторую петлю АРУ, работающую по суммарному уровню сигналов в широкополосном тракте, регулирующим элементом которой служит переменный аттенюатор на p-i-n-диодах, включенный на входе приемника. Такой аттенюатор, однако, будучи в принципе нелинейным, может ограничить динамический диапазон приемника сверху.

Существует довольно много способов образования сигнала однополосной телефонии [7, с. 180], однако в любительских трансиверах высокого класса формирователи однополосного сигнала (ФОПС) строят исключительно по фильтровому способу, обеспечивающему высокое качество при простоте реализации. Современные ФОПС снабжают так называемыми «спич-процессорами», т. е. ограничителями уровня речевых сигналов, позволяющими повысить среднюю мощность передатчика при неизменной пиковой и без расширения занимаемой полосы излучения. Высококачественные и эффективные ограничители можно реализовать как на ПЧ, так и на ЗЧ. Ограничители ПЧ, имея простую структуру, обеспечивают высокое качество ограниченного сигнала и наибольшую эффективность [50], давая эквивалентный выигрыш по мощности 8—9 дБ. Ограничители ЗЧ с разделением полос дают немногим худшие результаты, но имеют существенно более сложную структуру [51]. Фазовые ЗЧ ограничители [52, 11, с. 87] практически эквивалентны ПЧ ограничителям по эффективности и качеству сигнала и довольно просты, поэтому вполне могут конкурировать с ПЧ ограничителями.

Выходную мощность передающего тракта трансивера вряд ли имеет смысл доводить до 100—200 Вт, как это сделано, например, в [20] и во многих аппаратах зарубежных фирм. При столь высоких уровнях мощности требуется более тщательная экранировка, а усилитель мощности (УМ), его выходные фильтры и источник питания резко увеличивают размеры и массу аппарата, заставляя конструкцию его кожуха и шасси делать более жесткой и, следовательно, более тяжелой.

В СССР широко распространены трансиверы с выходной мощностью около 40 Вт, которые на радиостанциях второй категории подключают к антенне непосредственно, а первой категории — через внешний усилитель мощности. Такие трансиверы содержат выходные фильтры, занимающие немалый объем. Возможен и иной подход к вопросу о целесообразной мощности трансивера. Не увлекаясь «выжиманием» предельно высоких значений КПД, на современных транзисторах несложно построить достаточно эффективный УМ с выходным каскадом в режиме В и коэффициентом гармоник не более —26 дБ. Такой усилитель с выходной мощностью менее 20 Вт можно подключать непосредственно к антенне без выходных фильтров, не рискуя при этом превысить допустимую норму на побочные излучения, равную 50 мВт. В то же время мощности 20 Вт и даже менее, около 10 Вт, достаточно для возбуждения внешнего линейного УМ с полной разрешенной мощностью, выполненного на современных лампах с высокой крутизной. В таких УМ достаточно просто достигается уровень интермодуляционных искажений менее —36 дБ, удовлетворяющий нормам [10], но при этом линейность возбудителя (трансивера) должна быть не хуже —39 дБ, т. е. по крайней мере на 3 дБ лучше линейности внешнего УМ.

В амплитудной характеристике однотактных усилителей наибольший вес имеет нелинейность второго порядка. Если на входе такого усилителя действуют два сигнала с частотами f_1 и f_2, на его выходе, кроме усиленных сигналов с исходными частотами, появятся компоненты с частотами $f_2 - f_1$, $2f_1$, $f_1 + f_2$, $2f_2$, которые в резонансных усилителях отфильтровываются и не воздействуют на последующие каскады. В широкополосных усилителях эти компоненты, за исключением первой, обычно не попадающей в полосу пропускания усилителя, беспрепятственно проникают на вход следующего каскада усиления и на его нелинейности второго порядка смешиваются с сигналами исходных частот. При этом образуются интермодуляционные компоненты третьего порядка с частотами $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$. Такой эффект особенно сильно проявляется в широкополосных усилителях на полевых транзисторах, вольт-амперные характеристики которых имеют весьма весомую нелинейность второго порядка.

Низкий уровень интермодуляционных искажений и гармоник сравнительно просто достигается в широкополосных УМ, все каскады которых выполнены по двухтактной схеме, в которой искажения четных порядков ослабляются на 20—40 дБ. В каскадах с выходной мощностью до 1—2 Вт целесообразно использовать транзисторы в режиме А, достигая наибольшего коэффициента усиления и наилучшей линейности. В выходном каскаде, транзисторы которого работают в режиме В, желательно применять транзисторы, разработанные специально для линейных усилителей. Допустимого уровня интермодуляционных искажений можно добиться и с обычными генераторными транзисторами путем введения в оконечный каскад отрицательной обратной связи по РЧ. Применение иных известных методов снижения искажений — ООС по огибающей, «связи вперед» и т. п. [53, с. 249] при мощности 10—20 Вт вряд ли целесообразно.

Малой неравномерности АЧХ усилителя проще всего достичь путем использования транзисторов с граничной частотой в десятки раз большей, чем верхняя частота диапазона. Выравниванию АЧХ способствует ООС по РЧ, поэтому ее желательно применять и в каскадах предварительного усиления. Используя в УМ мощные СВЧ транзисторы, следует учитывать, что в диапазоне КВ их предельно допустимые режимы резко снижаются.

Чтобы не допустить работы выходного каскада в перенапряженном режиме, для

которого характерны большие нелинейные искажения, значительная модуляция выходного сигнала пульсациями источника питания, опасные выбросы коллекторного напряжения, УМ охватывают цепью автоматической регулировки загрузки — ALC (Automatic Loading Control). По принципу действия ALC во многом аналогична АРУ приемников, но, в отличие от АРУ, в ALC требуемая глубина регулировки обычно не превышает 12—20 дБ, а реализация предельно быстрой и апериодической реакции системы на изменение входного уровня упрощается благодаря широкой полосе пропускания УМ. С другой стороны, усложняется задача сохранения высокой линейности амплитудной характеристики регулирующего элемента при изменении его коэффициента передачи, так как в целях уменьшения уровня шумов передающего тракта на вход УМ следует подавать сигнал возможно большего уровня. Чтобы обойти эту проблему, регулирующий элемент иногда размещают в такой точке тракта, где нелинейные искажения менее опасны, например перед фильтром ПЧ на выходе ФОПС, однако при этом затрудняется реализация приемлемых скоростных параметров ALC, поскольку многократно возрастает задержка в петле регулирования. Кроме того, если генератор телеграфных посылок включен после упомянутого фильтра ПЧ, как часто и бывает, при работе телеграфом петля ALC оказывается разомкнутой, что может привести ко всем неприятностям, связанным с работой оконечного каскада УМ в перенапряженном режиме, в том числе и к недопустимым искажениям «сверху» формы телеграфных посылок.

Задача создания простого регулирующего РЧ элемента, полностью удовлетворяющего требованиям низкого коэффициента шума и высокой линейности амплитудной характеристики при уровне входного сигнала порядка десятков милливатт и изменении коэффициента передачи на 20 дБ и более, пока не решена. При входных уровнях до нескольких милливатт таким требованиям в наибольшей степени удовлетворяют переменные аттенюаторы на p-i-n диодах, а также двухтактные каскады усиления на полевых тетродах с регулированием по насыщению проходных характеристик. Такие каскады, кроме того, удобно использовать для формирования телеграфных посылок путем подачи на вторые затворы тетродов напряжения трапецеидальной формы с выхода интегратора-ограничителя, напряжение на входе которого представляет собой посылки прямоугольной формы, снимаемые с «контактов» телеграфного ключа. Форма посылок на выходе таких каскадов близка к колоколообразной, что обеспечивает узкий спектр излучения телеграфной передачи при условии, конечно, что последующие каскады УМ имеют достаточно линейную амплитудную характеристику. Известны и другие пути образования требуемой формы посылок [54].

Чтобы иметь возможность прослушивать эфир в паузах между посылками (так называемый режим «полного полудуплекса» — QSK), используют манипулируемые телеграфные генераторы, работающие на одной из ПЧ, предпочтительно на последней ПЧ тракта передачи. В таких генераторах, даже с кварцевой стабилизацией, при манипуляции нередко происходит заметное на слух изменение частоты, так называемое «чириканье». Его уменьшают путем подбора режима генератора. Полностью устранить «чириканье» можно, например, способом, предложенным в [55], манипулируя в цепи запуска цифрового делителя частоты на N, включенного между трактом передачи и неманипулируемым автогенератором с частотой, в N раз больше, чем ПЧ.

В высококачественных трансиверах совершенно недопустимо формировать телеграфный сигнал на звуковой частоте с последующей подачей его на вход ФОПС.

Спектр излучения передатчика с таким формированием «обогащен» (точнее, засорен) перенесенными в диапазон РЧ шумами ФОПС, остатком несущей, «фоновыми» составляющими с частотой сети и ее гармоник, гармониками генератора ЗЧ, остатком неиспользуемой боковой, а также комбинационными продуктами указанных нежелательных колебаний [56]. Известными путями эти внеполосные излучения можно уменьшить, но не подавить полностью.

Разрабатывая конструкцию любительского трансивера, приходится учитывать множество требований.

1. Конструкция должна быть предельно простой, допускающей изготовление «железа» по примитивной технологии, требующей минимума токарных и фрезерных работ. Такое условие накладывает ограничение и на структурную схему аппарата — многократное преобразование частоты требует, например, тщательной экранировки генераторов, делителей частоты, фильтров и т. д., а следовательно, более сложных механических работ.

2. Во избежание бросков частоты настройки при механических воздействиях и «микрофонных эффектов» конструкция должна быть жесткой. Особенно это относится к конструкции ГПД.

3. Радиолюбители обычно постоянно совершенствуют свои аппараты путем подбора режимов отдельных узлов, их более тщательной настройки, замены на более совершенные с появлением новой элементной базы, и делают это на практически неизменном «железе». Конструкция трансивера, следовательно, должна обеспечивать возможность таких действий, свободный доступ ко всем узлам, особенно аналоговым. К цифровым узлам — частотомеру, телеграфному ключу и т. п., как не требующим подстройки, доступ может быть ограниченным.

4. Для повышения надежности желательно свести к минимуму число разъемных соединений.

5. Для уменьшения наводок на соединительные кабели функционально связанные радиочастотные узлы следует размещать по возможности ближе друг к другу.

6. Конструкция должна удовлетворять требованиям эргономики, т. е. удобству управления. В этих целях в современных трансиверах есть смысл отказаться от механических переключателей, требующих довольно больших усилий при управлении и часто не позволяющих разместить узлы и блоки в оптимальном порядке. Квазисенсорные переключатели на основе микропереключателей, цифровых микросхем и малогабаритных реле делают управление аппаратом более удобным и приятным. Лицевая панель должна иметь размеры, достаточные для размещения ручек управления не ближе 30—40 мм друг от друга. Проектируя размещение органов управления, следует разбить их на две группы. В первую группу входят наиболее часто используемые органы управления — усилением, расстройкой, полосой пропускания, коммутацией диапазонов и некоторые другие. Размещать их следует слева от ручки настройки, чтобы правая рука оставалась свободной для записей и работы на ключе или клавиатуре. Требования хорошего дизайна могут вынудить отклониться от этого правила, но число таких отклонений следует свести к минимуму.

7. Чтобы уменьшить размеры аппарата, следует по возможности полнее использовать объем ящика, широко применяя вертикальное расположение плат.

Перечисленные основные требования к конструкции трансивера противоречивы, поиск разумного компромисса между ними — дело непростое, связанное с перебором множества вариантов.

ВСЕДИАПАЗОННЫЙ КВ ТРАНСИВЕР

ПАРАМЕТРЫ ТРАНСИВЕРА

Трансивер предназначен для работы во всех КВ диапазонах, используемых радиолюбителями СССР: 160, 80, 40, 30, 20, 15, 10 м, и только на прием — в диапазоне 16 м. Входное сопротивление приемного и выходное сопротивление передающего трактов — 50 Ом. Коэффициент шума приемного тракта не более 13 дБ, что соответствует ЭДС чувствительности 0,63 мкВ при отношении сигнал-шум 10 дБ, полосе пропускания 2,5 кГц и пороговой чувствительности — 127 дБм. Динамический диапазон по интермодуляции более 100 дБ, по блокированию, вызванному нелинейностью широкополосного тракта,— более 140 дБ. Диапазон АРУ при изменении уровня выходного сигнала на 6 дБ более 66 дБ, при изменении этого уровня на 18 дБ более 110 дБ. Диапазон ручной регулировки усиления более 130 дБ. Выходная мощность тракта ЗЧ при сопротивлении нагрузки 100 Ом — 200 мВт. Дрейф частоты настройки через 30 мин после включения аппарата не более 100 Гц в час в диапазоне 10 м. Характеристики реальной избирательности приемного тракта при полосах пропускания 2,5 и 0,8 кГц, измеренные при фиксированном уровне шума +3 дБ по отношению к уровню собственных шумов, приведены на рис. 7. Характеристики снимались в диапазоне 20 м с помощью кварцевого генератора с кварцевым фильтром на выходе. Штриховой линией показан ожидаемый ход кривой в диапазоне 10 м, обусловленный повышением уровня шума гетеродина.

Выходная мощность передающего тракта трансивера в режиме CW 9 Вт, пиковая в режиме SSB 7,5 Вт. Уровень гармоник в режиме CW не более —24 дБ, в режиме SSB не более —30 дБ. Уровень продуктов интермодуляции третьего и пятого порядков (в режиме SSB) при подаче измерительных сигналов на вход широкополосного тракта не превышает —42 дБ по отношению к пиковой мощности (—39 дБ к мощности одного из измерительных сигналов). Уровень комбинационных побочных коле-

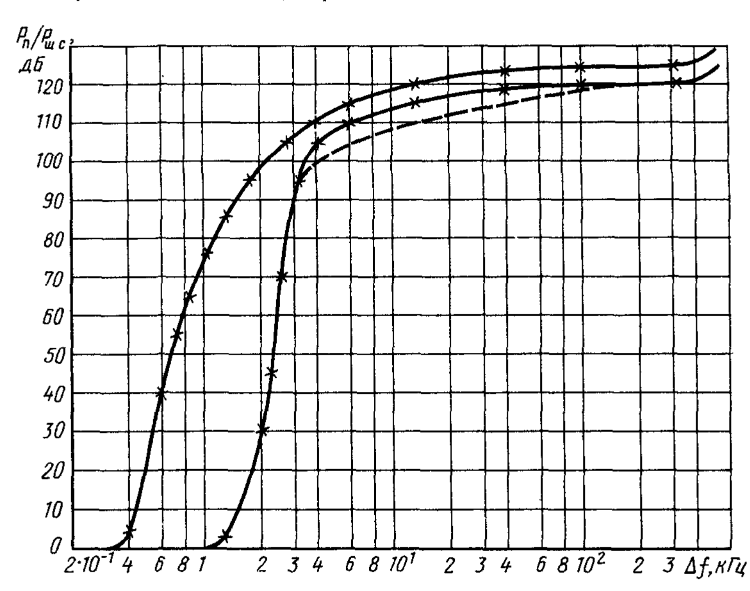


Рис. 7

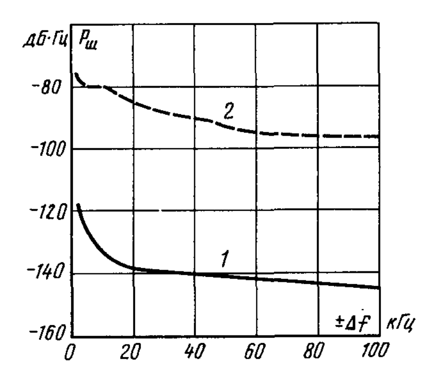


Рис. 8

баний не более —60 дБ. Полоса SSB сигнала по уровням —30, —60 и —90 дБ с выключенным ограничителем —3, 13 и 60 кГц, при максимальной степени ограничения —3,6; 18 и 80 кГц (измерено при загрузке шумовым сигналом). Полоса телеграфного сигнала при скорости передачи около 120 знаков в минуту по уровням —60 и —90 дБ и —1 и 8 кГц. На рис. 8 представлена зависимость плотности мощности шумов передатчика в режиме CW (кривая 1). Там же для сравнения даны (по материалам разделов «Product Review» журналов «QST» за 1984 г.) усредненные шумовые характеристики передающих трактов японских трансиверов IC730, TS930, TS430S в режиме CW, в которых в качестве гетеродинов применены цифровые синтезаторы частоты с обзорным диапазоном (кривая 2).

Мощность, потребляемая трансивером от сети при номинальной выходной, не более 40 Вт. Размеры аппарата 277×163×340 мм (вместе с ручками управления). Масса 10 кг.

К аппарату можно подключить усилитель мощности с релейной коммутацией диапазонов. Трансивер может работать совместно с дополнительным приемником, имеющим аналогичную схему, или с внешним ГПД, для чего предусмотрены соответствующие цепи и органы управления. Заложены три режима: T — прием и передача с трансивера, T+R — прием на головные стереотелефоны одновременно с трансивера и дополнительного приемника, R — прием на дополнительный приемник и передача на частоте его настройки. При необходимости несложно ввести и иные режимы. На коллективной радиостанции, например, достаточно иметь один такой трансивер и несколько дополнительных приемников, оборудованных своими телеграфными ключами и микрофонами. Без существенной переделки аппарата число подключаемых к тракту передачи ГПД может достигать четырех.

Для удобства управления наиболее часто используемые переключатели сделаны квазисенсорными.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ТРАНСИВЕРА

На рис. 9 приведена структурная схема трансивера. Штрихпунктирными линиями выделены конструктивно законченные узлы, которым присвоены позиционные обозначения A1-A22.

Трансивер имеет раздельные тракты передачи и приема. Общими для них являют-

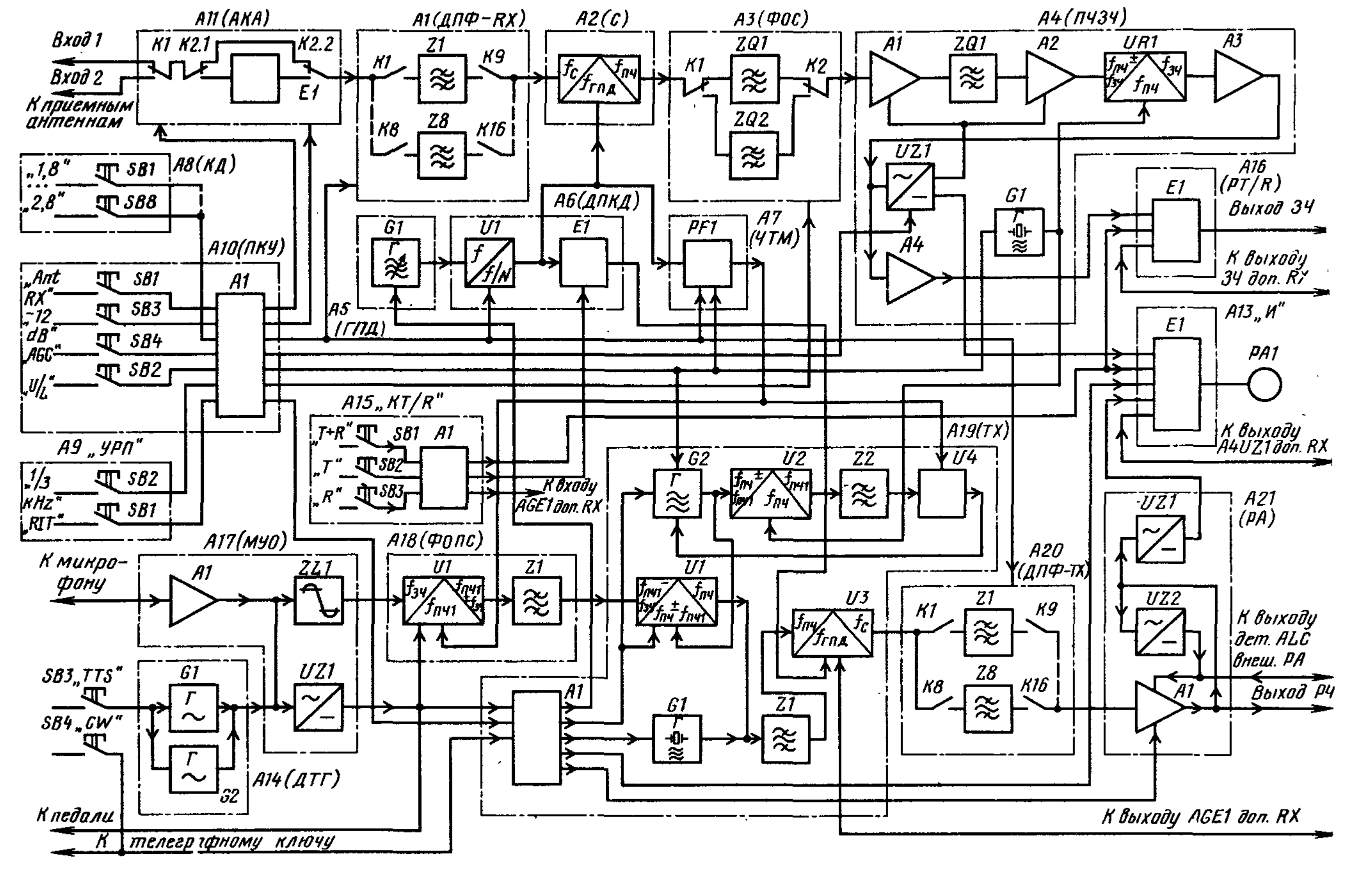

A11(АКА)
Вход 1
Вход 2
К приемным антеннам
K1 K2.1 K2.2
E1
A1(ДПФ-RX)
A2(С)
A3(ФОС)
A4(ПЧЗЧ)
A8(КД)
A10(ПКУ)
A5 (ГПД)
A6(ДПКД)
A7 (ЧТМ)
A16 (PT/R)
Выход ЗЧ
К выходу ЗЧ доп. RX
A13 „И"
PA1
К выходу A4UZ1доп. RX
A19(ТХ)
A15 „КТ/R"
К входу AGE1 доп. RX
A9 „УРП"
A17(МУО)
A18(ФОПС)
К микрофону
A14(ДТГ)
SB3 „TTS"
SB4 „CW"
К педали
К телеграфному ключу
A20 (ДПФ-ТХ)
A21 (PA)
К выходу дет. ALC внеш. PA
Выход РЧ
К выходу AGE1 доп. RX

Рис. 9

ся генератор плавного диапазона А5 (ГПД) с делителем с переменным коэффициентом деления А6 (ДПКД), частотомер А7 (ЧТМ), плата коммутатора диапазонов А8 (КД) вместе с отдельными узлами на плате коммутации и управления А10 (ПКУ), плата индикации А13 (И), а также не показанные на рисунке блок питания и плата стабилизаторов напряжения А12 (Ст).

Приемник и телеграфная часть передатчика построены по схеме с одной ПЧ, благодаря чему обеспечено минимальное число пораженных каналов приема и побочных спектральных составляющих передатчика. Промежуточная частота определена выбранными для ФОС кварцевыми резонаторами А520 от радиостанции РСИУ и равна 7957 кГц. При таком значении ПЧ простыми средствами достигнуто хорошее подавление зеркальных каналов передачи и приема.

Однополосный сигнал передатчика сформирован фильтровым способом на частоте 500 кГц с помощью электромеханического фильтра, что привело к появлению в тракте передачи второго преобразования частоты при работе в телефонном режиме. Автором использован фильтр, предназначенный для выделения нижней боковой полосы, но можно применить и фильтр верхней боковой.

Приемник имеет два антенных входа (плата А11), коммутируемых с помощью реле К1. К одному из этих входов, например, можно подключить выход антенного переключателя внешнего усилителя мощности, обеспечив тем самым возможность передачи и приема на одну антенну, а к другому — отдельную приемную антенну. Аттенюатор Е1 на 12 дБ включается с помощью реле К2. Выход платы А11 соединен со входом блока диапазонных полосовых фильтров приемника А1 (ДПФ—RX). Каждый из фильтров Z1—Z8 рассчитан на пропускание сигналов одного любительского диапазона. Характеристики затухания фильтров обеспечивают хорошее подавление зеркального и других побочных каналов приема.

Сигнал с выхода блока А1 поступает на один из входов ключевого активного двухбалансного смесителя U1 (А2). На гетеродинный вход смесителя поступает напряжение прямоугольной формы с выхода U1 ДПКД (блок А6), вход которого связан с выходом G1 ГПД блока А5, который перекрывает диапазон частот 179,5—196 МГц. Частоты на входе и выходе, а также коэффициенты деления ДПКД для различных диапазонов приведены в табл. 3.

С выходом ДПКД связан частотомер RF1 (А7), выполняющий функции цифровой шкалы.

Сигнал с выхода смесителя U1 блока А2 проходит через один из кварцевых ФОС блока А3. Фильтр ZQ1 имеет полосу пропускания около 2,5 кГц, ZQ2 — около 0,8 кГц. Фильтры коммутируются с помощью реле К1 и К2. Далее сигнал ПЧ поступает на вход блока промежуточной и звуковой частоты (ПЧЗЧ) блока А4, где усиливается узлами А1, А2 и дополнительно фильтруется «подчисточным» кварцевым фильтром ZQ1, основное назначение которого срезать внеполосные шумы, вносимые первыми

Таблица 3

Диапазон, МГц	Частота на входе блока А6, МГц	Частота на выходе блока А6, МГц	Коэффициент деления	Диапазон, МГц	Частота на входе блока А6, МГц	Частота на выходе блока А6, МГц	Коэффициент деления
1,8	184,4—189,2	9,707—9,957	19	14	181,2—191,8	6,043—6,393	30
3,5	183,2—191,4	11,45—11,96	16	18	182,0—183,8	10,11—10,21	18
7	179,4—183,2	14,95—15,26	12	21	182,6—188,9	13,04—13,49	14
10	179,5—181,1	17,95—18,11	10	28	180,3—195,7	20,04—21,75	9

каскадами УПЧ, а также подавлять внеполосные сигналы, проникшие на вход УПЧ с выхода смесителя блока А2 в обход ФОС.

Усиленный сигнал ПЧ детектируется ключевым смесительным детектором UR1 (А4), на гетеродинный вход которого поступает напряжение прямоугольной формы с частотой $f_{пч}$ от опорного кварцевого генератора (А4). Из табл. 3 видно, что при работе на высокочастотных диапазонах 14—28 МГц, где принято использовать верхнюю боковую полосу, ПЧ образуется как разность частот сигнала и гетеродина и прием идет без инверсии боковой (перемены верхней на нижнюю или наоборот). Прием на низкочастотных диапазонах, где обычно работают на нижней боковой полосе, сопровождается инверсией боковой, поскольку в этом случае ПЧ равна разности частот гетеродина и сигнала. Поэтому, если частоту опорного генератора G1 установить на нижнем склоне АЧХ ФОС, при работе как на нижних, так и на верхних диапазонах будет приниматься «нормальная» боковая полоса.

Автоматическая регулировка усиления приемного тракта выполнена по схеме обратной АРУ по выпрямленному напряжению сигнала ЗЧ. Через предварительный усилитель ЗЧ А3 сигнал поступает на усилитель-выпрямитель напряжения АРУ UZ1, напряжение с одного из выходов которого подается в цепь регулировки усиления всех каскадов УПЧ. Другой его выход соединен с одним из входов коммутатора Е1 (А13) платы индикатора И, к выходу которого подключен миллиамперметр PA1, в режиме приема играющий роль S-метра. С выходом предварительного усилителя А3 блока А4 связан также вход оконечного УЗЧ А4.

Рабочий диапазон трансивера выбирают путем нажатия на одну из кнопок микропереключателей SB1—SB8 платы КД (А8). Управление реле блоков ДПФ приема и передачи А1 и А20 производится с помощью узлов, входящих в состав устройства А1 (блок А10). С помощью микропереключателей SB1—SB4 этой платы можно переключить антенный вход приемника («Ant. RX»), включить или выключить входной аттенюатор («—12 dB»), АРУ («AGC» — Automatic Gain Control), переключить рабочую боковую полосу («U/L» — Upper, верхняя, или Lower, нижняя) путем переключения частоты генератора G1 (блок А4) на верхний склон АЧХ ФОС или на нижний (нормальное положение боковой, кстати, автоматически устанавливается при каждом переключении диапазонов). Переключатели платы А9 (УРП) SB1 и SB2 служат для переключения полосы пропускания приемника («1/3 кHz») и включения-выключения расстройки приемника («RIT» — Receiver Incremental Tuning).

При работе телеграфом нажатие на телеграфный ключ или на кнопку SB4 (CW) приводит к соответствующим коммутациям в узле управления А19, расположенном в блоке передатчика ТХ. При этом начинает работать кварцевый генератор G1, вырабатывающий колебания с частотой, отличающейся от частоты генератора G1 блока А4 примерно на 1 кГц. Эти колебания через фильтр ПЧ Z1 поступают на вход смесителя U3 (А19), на гетеродинный вход которого через ключ E1(А6) приходит сигнал прямоугольной формы с выхода ДПКД. Сигнал суммарной или разностной частоты выделяется одним из фильтров Z1—Z8, расположенных в блоке ДПФ передачи А20 (ДПФ—ТХ), и подается на вход усилителя мощности А1 в блоке А21 (РА). Форма телеграфных посылок определяется поступающим на регулировочный вход усилителя напряжением трапецеидальной формы с выхода интегратора-ограничителя А1, расположенного в блоке А19.

Выходное напряжение усилителя выпрямляется двумя детекторами — линейным

UZ1 (блок A21), напряжение с которого через коммутатор E1 (A13) в режиме передачи подается на миллиамперметр PA1, и пороговым UZ2 (A21), выход которого соединен с цепью регулировки усиления усилителя A1. Детектор с регулируемым порогом служит как для установки выходной мощности, так и для защиты выходных транзисторов усилителя мощности от возможных при несогласованной нагрузке перегрузок по напряжению, а в режиме SSB — еще и в качестве детектора цепи ALC.

В телефонном режиме сигнал с микрофона поступает на вход предварительного усилителя A1 в блоке микрофонного усилителя-ограничителя A17 (МУО), а с него — на фазовый ограничитель ZL1 (A17) и на усилитель-выпрямитель узла VOX (системы голосового управления). UZ1 (A17). Ограниченный ЗЧ сигнал подается на вход ключевого балансного модулятора U1, расположенного в блоке формирователя однополосного сигнала A18 (ФОПС). На гетеродинный вход модулятора поступает несущая прямоугольной формы с частотой $f_{пч1}$, в данном случае равной 500 кГц. Модулятор включается напряжением с выхода выпрямителя UZ1 или кнопки (педали).

Однополосный сигнал с частотой $f_{пч1}—f_{зч}$ приходит на смеситель U1 (A19), гетеродинный вход которого соединен с выходом генератора G2, вырабатывающего напряжение с частотой $f_{пч}+f_{пч1}$ при работе на нормальной боковой полосе и $f_{пч}—f_{пч1}$ при работе на инверсной боковой. В первом случае на выходе смесителя U1 происходит инверсия боковой, во втором — инверсии нет. Если в качестве фильтра Z1 (A18) использовать фильтр, предназначенный для выделения верхней боковой, для работы на нормальной боковой генератор G2 (A19) должен вырабатывать колебания с частотой $f_{пч}—f_{пч1}$, а для работы на инверсной боковой $—f_{пч}+f_{пч1}$. Частота этого генератора отслеживается напряжением с выхода фазового детектора U4, один вход которого коммутируется сигналом прямоугольной формы с частотой $f_{пч1}$, поступающим из блока A7 «ЧТМ», а на другой вход через полосовой фильтр Z2 (A19) со средней частотой, равной $f_{пч1}$, подан сигнал с выхода смесителя U2, смешивающего сигнал с частотой $f_{пч}$ от опорного генератора G1 (A4) и сигнал генератора G2 (A19). Захват в кольце ФАПЧ (G2—U2—Z2—U4) происходит при равенстве частоты генератора G2 сумме или разности частот $f_{пч}$ и $f_{пч1}$, и в этом случае выделяемый фильтром Z1 однополосный сигнал имеет ту же частоту подавленной несущей, что и сигнал генератора G1 (A4). Далее однополосный сигнал проходит тот же путь, что и телеграфный. Сигналом с выхода устройства A1 (блока A19) при работе телефоном выходной каскад усилителя мощности A1 (A21) переводится из неглубокого режима C в режим B.

Двухтональный генератор A14 (ДТГ) удобен как при настройке, так и при экслуатации аппарата.

Узлы A15 и A16 служат для совместной работы трансивера и дополнительного приемника. Структурная схема дополнительного приемника аналогична схеме приемного тракта трансивера и включает в себя узлы A1—A12, а также дополнительный узел A23 включения расстройки приемника (ВРП), представляющий собой часть устройства A1 (блока A19) трансивера.

На плате A15 (KT/R) коммутатора трансивер — дополнительный приемник размещены микропереключатели выбора режима «T», «T+R» и «R» и узел управления A1. В режиме «T» оба телефона с помощью релейного коммутатора E1 (A16) подключены к выходу ЗЧ трансивера. Ключ E1 (A6) в трансивере открыт, а в дополнительном приемнике закрыт, т. е. гетеродинный вход смесителя передачи U3 (A19) подключен к выходу ДПКД трансивера. Миллиамперметр PA1 при приеме через

коммутатор E1 (A13) подключен к выходу выпрямителя UZ1 (A4) трансивера. В режиме «T+R» к выходу ЗЧ дополнительного приемника подключается левый телефон, а в режиме «R» — оба телефона, и, кроме того, коммутатор E1 (A13) при приеме подключает миллиамперметр PA1 к выходу узла UZ1 (A4) дополнительного приемника. Ключ E1 (A6) в трансивере закрыт, а в дополнительном приемнике открыт, т. е. в качестве гетеродинного на смеситель U3 (A19) поступает напряжение с выхода ДПКД дополнительного приемника.

Для нормальной работы комплекса «трансивер+дополнительный приемник» необходимо, чтобы разность частот опорных генераторов G1 (A4) обоих аппаратов не превышала нескольких десятков герц.

ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ УЗЛОВ ТРАНСИВЕРА

Блоки диапазонных полосовых фильтров (рис. 10, *а*) A1 и A20 содержат по восемь одинаковых по схеме (рис. 10, *б*) и конструкции трехконтурных фильтров с емкостной связью на входах и выходах и с индуктивной связью между контурами. Каждый фильтр рассчитан на пропускание полосы частот одного из любительских диапазонов. Фильтры переключаются с помощью реле K1—K16. Входы и выходы неработающих фильтров закорочены. Конденсаторы C1—C8, уменьшая РЧ наводки на фильтры по цепям коммутации, уменьшают и выбросы напряжения на коллекторах транзисторных ключей платы ПКУ, возникающие при отключении реле. (Для таких же целей введены емкостные блокировки обмоток и всех других реле трансивера.) Вы-

Таблица 4

Диапазон, м	Индуктивность, мкГн		Емкость, пФ				
	L1, L3	L2	C1 C8 (блок A1)	C1 C8 (блок A20)	C3 C7 (блок A1)	C3 C7 (блок A20)	C5
160	34	17	150	82	51	120	430
80	12	6	110	56	33	82	330
40	3,5	1,7	51	33	75	100	270
30	2,2	1,1	36	22	68	82	200
20	2,2	1,1	20	16	30	22	100
16	1,35	0,68	15	—	30	—	100
15	1,35	0,68	15	10	15	10	68
10	0,8	0,4	15	15	10	10	62

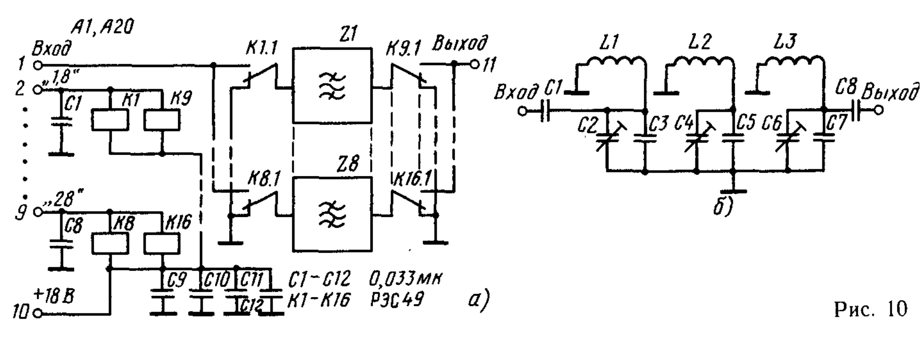


Рис. 10

сокая линейность амплитудной характеристики фильтров обеспечена благодаря отсутствию ферромагнитных сердечников в катушках индуктивности контуров фильтров. В полосах пропускания фильтры вносят затухание 3—4 дБ при неравномерности не более ±1 дБ. Входное и выходное сопротивления фильтров блока А1 около 50 Ом, блока А20 около 300 Ом. Емкости конденсаторов и индуктивности катушек контуров фильтров приведены в табл. 4.

Принципиальная схема блока А2 (С) приведена на рис. 11. Активный ключевой двухбалансный смеситель приемника представляет собой два двухтактных каскада усиления с общей базой, выполненных на транзисторах VT1, VT4 и VT2, VT3 соответственно. Каскады коммутируются двумя противофазными напряжениями несущей прямоугольной формы, поступающими на базы транзисторов с выходов ЭСЛ-элемента DD1. Смеситель можно рассматривать также как пару дифференциальных ключей тока, выполненных на транзисторах VT1, VT2 и VT3, VT4. Напряжение переключения ключей составляет, как известно, около 50 мВ, т. е. разности ЭСЛ-уровней, равной около 0,7 В, оказывается более чем достаточно. Коаксиальная линия, связывающая гетеродинный вход 4 блока А2 с выходом блока ДПКД, согласована с помощью резистора R1.

Вход смесителя связан с выходом блока А1 через симметрирующе-согласующее устройство, которое, чтобы не ухудшить динамический диапазон приемного тракта, выполнено на трансформаторах типа линий (ТЛ). Трансформатор T1 — симметрирующий, T2 — согласующий и повышает низкое входное сопротивление смесителя (10—15 Ом) в 4 раза. Выход смесителя связан с блоком ФОС через резонансный трансформатор L1L2C8. Резистор R6 уменьшает склонность смесителя к самовозбуждению на СВЧ и способствует лучшему согласованию выходного сопротивления смесителя с входным сопротивлением ФОС, давая возможность путем подбора сопротивления резистора R6 добиться минимума неравномерности АЧХ ФОС.

На рис. 12 приведена принципиальная схема блока А3 (ФОС). Кварцевые ФОС выполнены по лестничной схеме. Резонаторы фильтра ZQ1 с полосой пропускания около 2,5 кГц (на схеме верхний), чтобы обеспечить указанную полосу и симметрич-

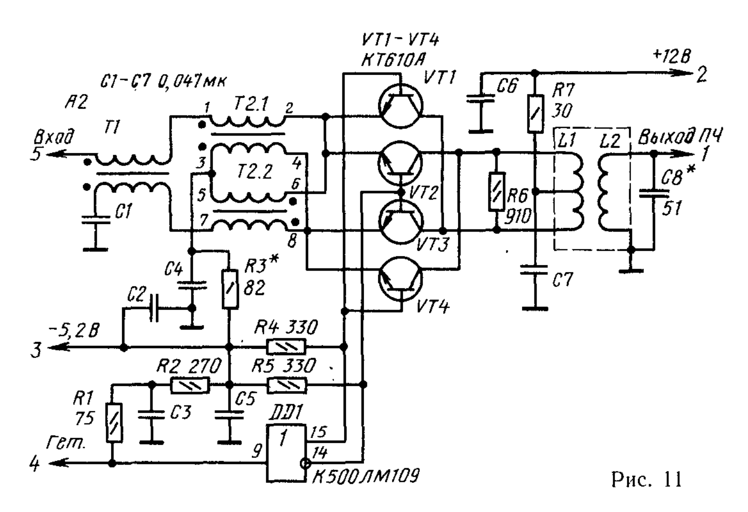


Рис. 11

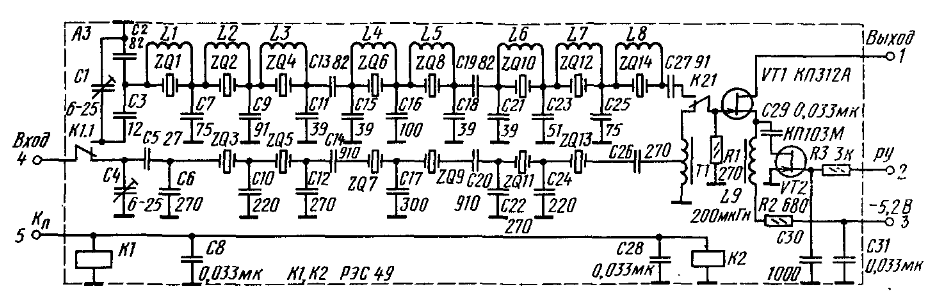


Рис. 12

ную АЧХ (кривая *1* на рис. 13), зашунтированы индуктивностями L1—L8, которые совместно с параллельными емкостями резонаторов образуют параллельные контуры, настроенные на частоту, близкую к ПЧ. Эти индуктивности необходимы в связи с тем, что использованные для фильтров резонаторы старого типа от радиостанции РСИУ имеют узкий — около 5—7 кГц резонансный интервал, что при отсутствии этих индуктивностей вызывает сильный завал в высокочастотной части полосы пропускания фильтра и резкую асимметрию формы АЧХ в полосе задерживания (кривая 2 на рис. 13). Эти же индуктивности совместно с конденсаторами связи фильтра образуют паразитный полосовой фильтр, полоса пропускания которого в данном случае лежит в пределах 1—4 МГц. Но эта паразитная полоса эффективно подавляется контурами тракта ПЧ.

Амплитудно-частотная характеристика фильтра ZQ2 с полосой около 0,8 кГц (нижний на схеме) получается достаточно симметричной и без компенсирующих индуктивностей.

Фильтры коммутируют с помощью реле K1 и K2, управляемых через транзисторный ключ на плате А9. Входы фильтров согласованы с выходным контуром ПЧ смесителя U1 (А2) через емкостные делители C2C3 и C5C6. Фильтр ZQ1 нагружается на резистор R1 непосредственно, ZQ2 — через повышающий трансформатор T1.

Первый каскад УПЧ, расположенный в блоке ФОС, выполнен на малошумящем полевом транзисторе VT1. Усиление каскада регулируют, изменяя сопротивление кана-

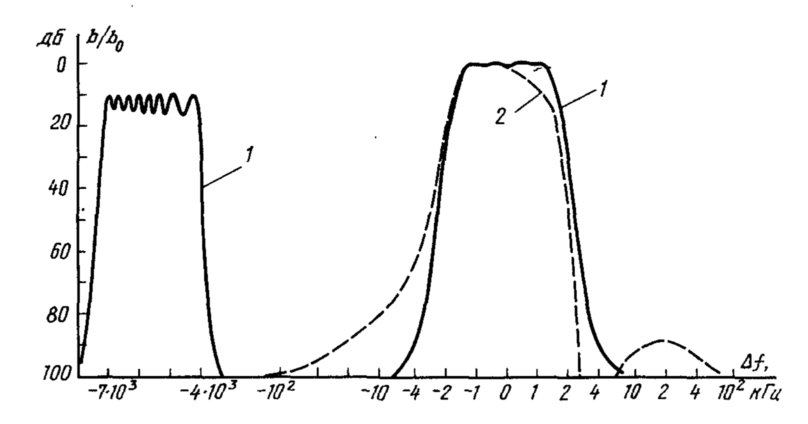


Рис. 13

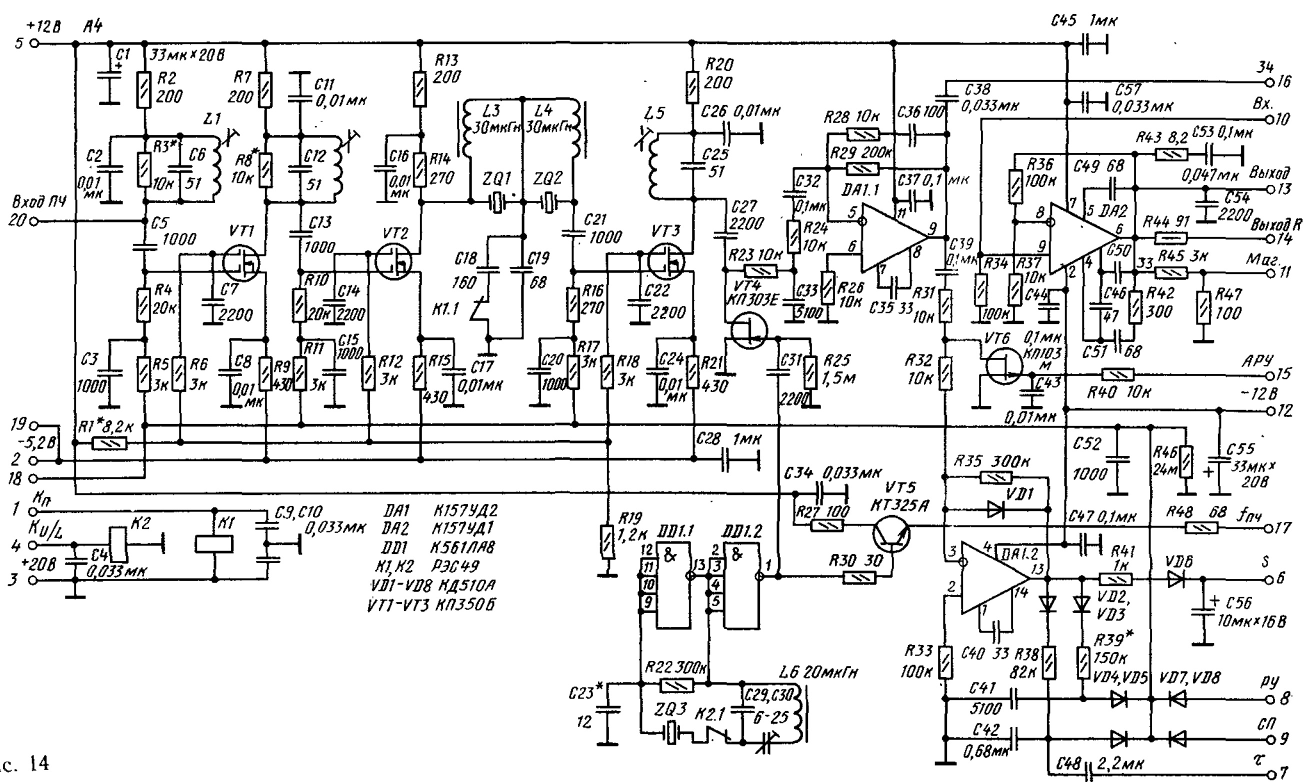

+12 В
A4
5
C1
33мк×20В
R2
200
R7
200
C11
0,01мк
R13
200
L3
30мкГн
L4
30мкГн
R20
200
L5
C26 0,01мк
C38
0,033мк
C45 1мк
C57
0,033мк
34
16
Вх.
10
Z1
C2
0,01мк
R3*
10к
C6
51
R8*
10к
C12
51
C16
0,01мк
R14
270
ZQ1
ZQ2
C25
51
R28 10к
C36 100
R29 200к
C37 0,1 мк
R43 8,2
C53 0,1мк
0,047мк
Выход
13
R36
100к
C49 68
DA2
C54
2200
R44 91
Выход R
14
Вход ПЧ
20
C5
1000
VT1
C13
1000
VT2
C21
1000
VT3
C27
2200
C32
0,1мк
R24
10к
DA1.1
C39
0,1мк
R34
100к
R37
10к
C44
C50
33
R45 3к
Маг.
11
C7
2200
R4
20к
R10
20к
C14
2200
C18
160
C19
68
K1.1
R16
270
C22
2200
R23 10к
VT4
КП303Е
C33
5100
R26
10к
C35 33
R31
10к
C46
47
R42
300
R47
100
C3
1000
R5
3к
R6
3к
C8
0,01мк
R9
430
R11
3к
C15
1000
R12
3к
R15
430
C17
0,01мк
C20
1000
R17
3к
R18
3к
C24
0,01мк
R21
430
C31
2200
R25
1,5м
R32
10к
VT6
0,1мк
КП103М
C43
0,01мк
R40 10к
C51 68
АРУ
15
−12 В
12
19
−5,2 В
R1* 8,2к
2
18
C28 1мк
C52
1000
R46
24м
C55
33мк×20В
R35 300к
VD1
C34 0,033мк
VT5
КТ325А
1
Кп
4
Кu/L
K2
K1
C9, C10
0,033мк
+20В
3
C4
0,033мк
DA1 К157УД2
DA2 К157УД1
DD1 К561ЛА8
K1, K2 РЭС49
VD1–VD8 КД510А
VT1–VT3 КП350Б
R19
1,2к
DD1.1
DD1.2
R27 100
R30 30
C47 0,1мк
R48 68
fпч
17
DA1.2
R41
1к
VD6
S
6
VD2,
VD3
C56
10мк×16В
R33
100к
C40 33
R38
82к
R39*
150к
VD4, VD5
VD7, VD8
РУ
8
C23*
12
R22 300к
L6 20мкГн
ZQ3
K2.1
C29, C30
6-25
C41
5100
C42
0,68мк
СП
9
C48
2,2мк
τ
7

Рис. 14

ла транзистора VT2, включенного в цепь отрицательной обратной связи каскада. Такой регулировкой достигается высокая линейность амплитудной характеристики каскада при изменении его усиления.

Принципиальная схема блока А4 (ПЧЗЧ) изображена на рис 14. Усилитель ПЧ (узлы А1, А2) — четырехкаскадный. В блоке ПЧЗЧ размещены его три последних каскада, выполненные на транзисторах VT1—VT3. Необходимое усиление по ПЧ можно получить и с меньшим числом каскадов, однако при этом трудно было бы обеспечить глубокую АРУ и выдержать высокую линейность амплитудной характеристики УПЧ при изменении его усиления. Для регулировки усиления использовано свойство насыщения проходных характеристик полевых тетродов по первому затвору при фиксированном и малом напряжении на втором. Такой способ обеспечивает существенно более линейную регулировочную характеристику при меньших искажениях сигнала, чем традиционный, по второму затвору. Лишнее усиление по ПЧ убрано путем шунтирования контуров ПЧ L1C6 и L2C12 резисторами R3 и R8.

Между предпоследним и последним каскадами УПЧ включен «подчисточный» фильтр ZQ1, выполненный на резонаторах ZQ1 и ZQ2, которые, как и резонаторы фильтра ZQ1 (А3), шунтированы компенсирующими индуктивностями L3 и L4. Полоса пропускания этого фильтра сужается при подключении конденсатора С18 параллельно конденсатору С19 с помощью реле К1, обмотка которого подключена параллельно обмоткам реле изменения полосы К1 и К2 блока ФОС. В режиме широкой полосы фильтр согласован с помощью резисторов R14 и R16, сопротивления которых равны характеристическому сопротивлению фильтра. С целью упрощения схемы в режиме узкой полосы мер по согласованию фильтра не принято, что привело к уменьшению коэффициента усиления тракта ПЧ примерно на 3—4 дБ.

Последний каскад УПЧ нагружен на пассивный ключевой смесительный детектор UR1, выполненный на транзисторе VT4. Сопротивление его канала периодически изменяется под воздействием на затвор напряжения с близкой к прямоугольной формой и частотой $f_{пч}$, которое вырабатывается опорным генератором G1, выполненным на микросхеме DD1. Частота генератора в режиме нормальной боковой полосы установлена подстроечным конденсатором С30 на нижний склон АЧХ ФОС ZQ1 (А3), а в режиме инверсной боковой — конденсатором С29 на верхний склон этого фильтра. Нужную боковую полосу устанавливают с помощью реле К2, управляемого через транзисторный ключ платы А10. Через эмиттерный повторитель на транзисторе VT5 сигнал генератора G1 поступает в блок ТХ. Резистор R27 уменьшает рассеиваемую транзистором мощность и защищает его от выхода из строя при случайном закорачивании выхода повторителя. Резистор R30 предотвращает самовозбуждение повторителя при его нагрузке на кабельную линию связи с блоком ТХ, а резистор R48 согласует выходное сопротивление повторителя с волновым сопротивлением этой линии.

Сигнал ЗЧ с выхода детектора фильтруется цепью R23, R24—С32, С33, ограничивающей полосу сигнала снизу частотой около 200 Гц и сверху — около 3 кГц. На микросхеме DA1.1 выполнен предварительный УЗЧ. Его усиление определяется отношением сопротивлений R29 и R23+R24, а полоса пропускания ограничена сверху цепью обратной связи R28, С36. Выходной каскад УЗЧ выполнен на мощном операционном усилителе DA2. Его вход связан с выходом предварительного усилителя через регулятор громкости R2 (рис. 36). Усиление выходного каскада определяется отношением сопротивлений R36 и R37, элементы С46, С49, С50, R42 образуют

стандартную цепь коррекции АЧХ микросхемы DA2, а демпфирующая цепь R43, C53 предотвращает самовозбуждение усилителя на радиочастотах.

В данной конструкции не удалось в необходимой степени подавить проникновение сигнала генератора G1 на вход УПЧ. Поэтому напряжение АРУ получено выпрямлением и фильтрацией напряжения сигнала ЗЧ. К выходу предварительного УЗЧ подключен вход усилителя-выпрямителя АРУ UZ1, выполненного на микросхеме DA1.2. Этот узел имеет две независимые, развязанные диодами VD2—VD5, сглаживающие цепи с различными постоянными времени: образованной элементами R39, C41, C3, C15, C20, C21, C52 с $\tau_{зар}\approx 2$ мс, $\tau_{разр}\approx 30$ мс и R38, C42 с $\tau_{зар}\approx 70$ мс и $\tau_{разр}\approx 2$ с. Первая реагирует на резкие изменения сигнала. Конденсатор C42 во второй цепи заметно заряжается только при достаточно длительном воздействии и сравнительно долго разряжается. При действии импульсных помех напряжение на этом конденсаторе практически неизменно, и время последействия этих помех определяется в основном временем разряда первой цепи. В зависимости от условий приема постоянные времени второй цепи можно увеличить в 4 раза подключив дополнительный конденсатор C48.

В цепь регулировки усиления по ПЧ через развязывающие диоды VD7 и VD8 поданы также напряжения с ручного регулятора усиления и регулятора уровня самопрослушивания, которые, как и регулятор громкости и переключатель постоянной времени АРУ, размещены на лицевой панели трансивера. Автоматическую регулировку усиления включают путем подачи из платы ПКУ нулевого напряжения на затвор транзистора VT6. При этом его открытый канал шунтирует вход усилителя-выпрямителя напряжения АРУ. При включенной АРУ канал VT6 закрыт, поскольку на его затвор поступает напряжение +5 В.

К выходу операционного усилителя DA1.2 через цепь R41, VD6, C56, не связанную с цепью АРУ, подключен S-метр. Такое подключение S-метра позволяет подобрать оптимальные для него постоянные времени, а также исключает неестественное, по мнению автора, положение, когда при уменьшенном вручную усилении по ПЧ S-метр дает некоторые отличные от нуля показания даже при отсутствии сигнала на выходе приемного тракта. Следует помнить, однако, что точный отсчет по шкале S возможен лишь при максимальном усилении тракта ПЧ. А до тех пор, пока напряжение на выходе детектора АРУ не сравняется с напряжением, поступающим с ручного регулятора усиления, индикатор S-метра работает как линейный вольтметр.

Принципиальная схема блока А5 (ГПД) приведена на рис. 15. Задающий диапазонный автогенератор ГПД выполнен по емкостной трехточечной схеме на

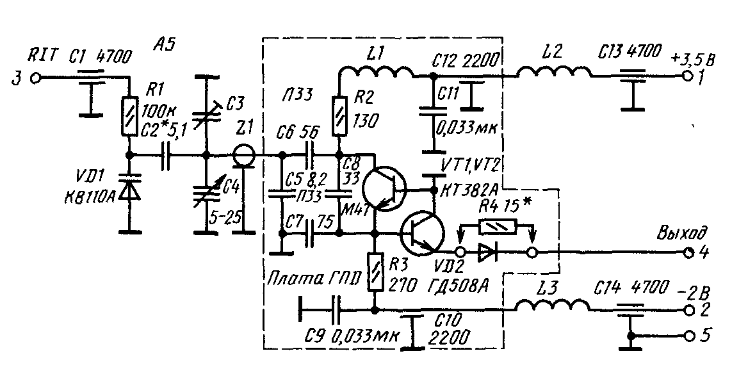


Рис. 15

малошумящем СВЧ транзисторе VT1 с заземленной базой. В колебательной системе автогенератора в качестве переменной индуктивности используется отрезок жесткой коаксиальной линии W1, нагруженной на сумму емкостей подстроечного конденсатора C3 и бесконтактного конденсатора переменной емкости (КПЕ) C4. С помощью КПЕ частота ГПД изменяется в интервале 179,5 — 196 МГц. Резистор R2 предотвращает самовозбуждение автогенератора на частоте резонанса индуктивности дросселя L1 и емкости конденсаторов в коллекторной цепи транзистора VT1. Этот транзистор работает в режиме АВ, постоянный ток через него определяется сопротивлением R3 и близок к 3 мА. Уровень шума автогенератора, по данным измерений В. Рымынова (UA3AMO), характеризуется цифрами — 118 дБГц при расстройке на 10^{-4} и —138 дБГц при расстройке на 10^{-3} от частоты основного колебания.

Эмиттерный повторитель на транзисторе VT2 выполняет функции буферного каскада, а также смещает постоянную составляющую напряжения на эмиттере транзистора VT1, равную —(0,4—0,5) В, до примерно —(0,9—1,1) В. Это напряжение дополнительно смещается до примерно —1,25 В с помощью диода VD2 или резистора R4, что необходимо для гальванической связи выхода ГПД со входом ЭСЛ-элемента на входе блока A6. Через конденсатор C2 к линии W1 подключен варикап VD1 узла расстройки.

Принципиальная схема блока A6 (ДПКД) показана на рис. 16. Делитель с переменным коэффициентом деления выполнен на микросхемах DD1—DD6. Он — двухкаскадный, внутри него можно выделить два делителя, каждый из которых — DD2, DD3 и DD4, DD5 — выполнен как регистр сдвига с коммутируемой обратной связью. Коэффициенты деления $К_{д1}$ и $К_{д2}$ выбраны таким образом, чтобы форма выходного напряжения ДПКД была близка к меандру (табл. 5). С этой целью, например, для диапазона 10 м, где общий $К_д$ равен 9, его получают как $2 \cdot 4 + 1$. Добавление единицы производится путем запрета на прохождение из входной последовательности каждого девятого импульса. Для этого на (нижний по схеме) вход микросхемы DD1 подают короткий положительный импульс, сформированный цепью DD5.4, R54, C15, DD6.1 из задержанного цепью R42, C11 отрицательного фронта выходного импульса ДПКД. Аналогичным образом получен коэффициент деления 19 для диапазона 160 м. Для остальных диапазонов требуемые $К_д$ получаются без участия цепи запрета.

Схема второго делителя отличается от приведенной на рис. 3. Поскольку от него требуются только два коэффициента деления — 2 и 6, оказалось возможным в качестве коммутатора цепи обратной связи — схемы ИЛИ-И-НЕ — использовать два логических элемента микросхемы DD5, выходы которых объединены в монтажное И, а два оставшихся элемента этой микросхемы применить в иных целях.

На резисторах R24—R36, R44—R48 и транзисторах VT3—VT8 собраны матрица набора коэффициентов деления и переходные устройства (ПУ) КМОП—ЭСЛ (рис. 16). Каждое ПУ (рис. 17) представляет собой резисторно-транзисторную схему ИЛИ-НЕ, работающую по входным напряжениям, совместимым с логическими уровнями КМОП (или ТТЛ) микросхем, и со смещенным в область логических уровней ЭСЛ-микросхем выходным напряжением. При близком к нулю напряжении на всех входах 1—N транзистор VT закрыт, и напряжение на выходе делителя $R_к — R_{д1} — R_{д2}$ близко к —0,5 В, что немного больше напряжения высокого уровня (уровня лог. 1, обычно минус 0,8—0,9 В). Если на любой из входов 1—N подано напряжение выше примерно +2 В, транзистор VT открыт, напряжение на его коллекторе около

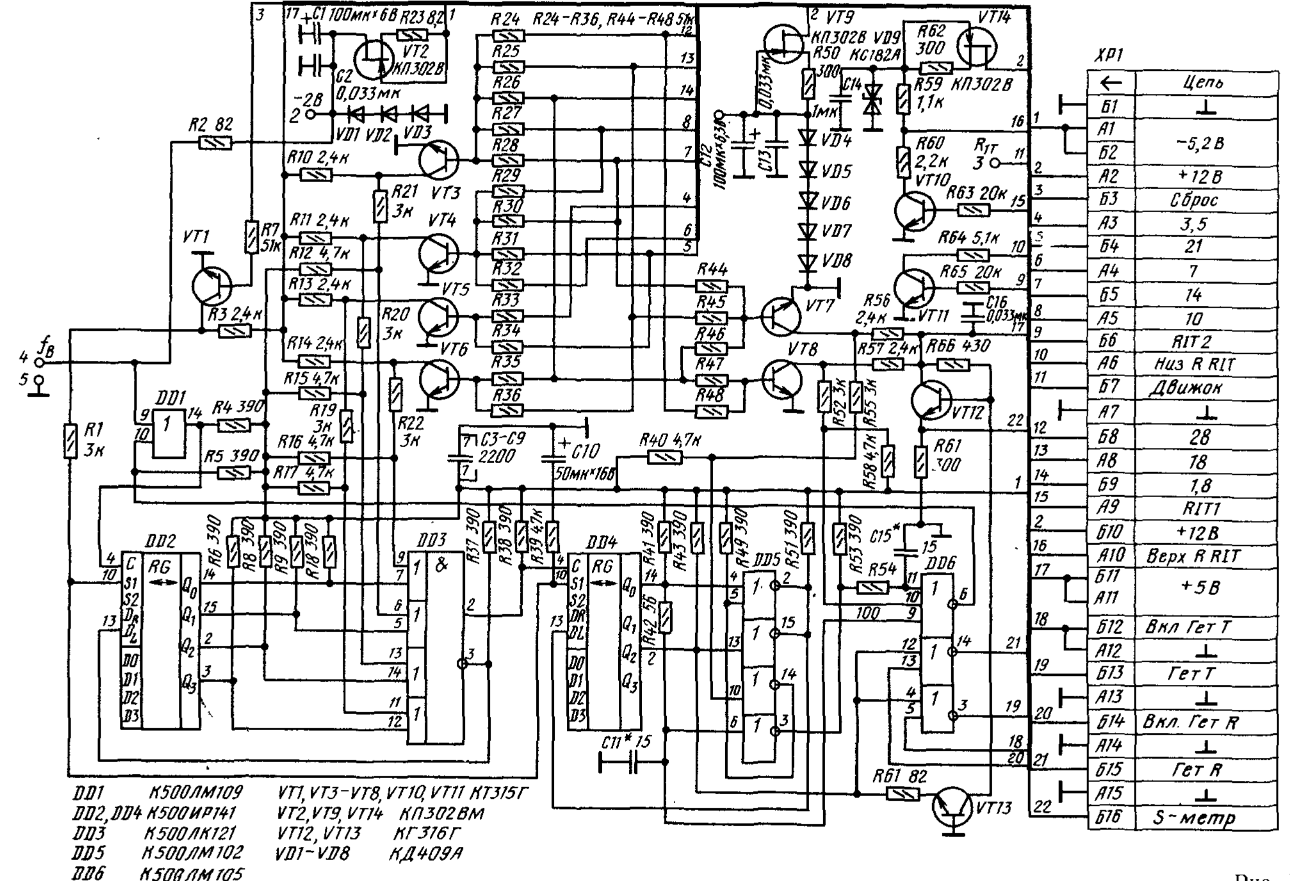

XP1
Цепь
Б1 ⊥
А1 −5,2 В
Б2
А2 +12 В
Б3 Сброс
А3 3,5
Б4 21
А4 7
Б5 14
А5 10
Б6 RIT 2
А6 Низ R RIT
Б7 Движок
А7 ⊥
Б8 28
А8 18
Б9 1,8
А9 RIT1
Б10 +12 В
А10 Верх R RIT
Б11 +5 В
А11
Б12 Вкл Гет Т
А12 ⊥
Б13 Гет Т
А13 ⊥
Б14 Вкл. Гет R
А14 ⊥
Б15 Гет R
А15 ⊥
Б16 S-метр
DD1 К500ЛМ109
DD2, DD4 К500ИР141
DD3 К500ЛК121
DD5 К500ЛМ102
DD6 К500ЛМ105
VT1, VT3–VT8, VT10, VT11 КТ315Г
VT2, VT9, VT14 КП302ВМ
VT12, VT13 КТ316Г
VD1–VD8 КД409А

Рис. 16

Таблица 5

Диапазон, м	$К_д$	$К_{д1}$	$К_{д2}$	+1
160	19	3	6	Есть
80	16	8	2	Нет
40	12	6	2	Нет
30	10	5	2	Нет
20	30	5	6	Нет
16	18	3	6	Нет
15	14	7	2	Нет
10	9	4	2	Есть

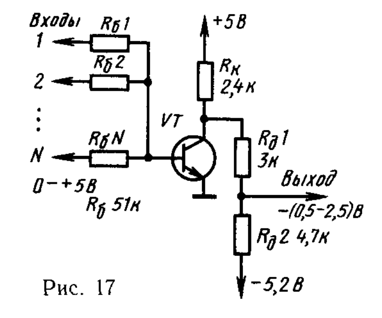


Рис. 17

+ (0,3—0,5) В, на выходе делителя — около —2,5 В, что немного меньше напряжения низкого уровня (уровня лог. 0, обычно минус 1,7—1,8 В). Напряжение на базе транзистора VT не превышает при этом +0,7 В, поэтому на состояние выходов микросхем, подключенных к любым другим резисторам $R_б$, оно практически не влияет. Число входов ПУ при указанном номинале резисторов $R_б$ может достигать 15—20. Входное сопротивление ЭСЛ-микросхем велико, а высокого быстродействия от данных ПУ не требуется, поэтому допустимы довольно большие сопротивления резисторов $R_к$ и $R_д$.

Через ПУ на транзисторе VT1 при каждом переключении диапазонов или повторном нажатии кнопок платы КД на входы S1 регистров DD2, DD4 проходит с напряжением низкого уровня инвертированный импульс сброса из платы ПКУ, устанавливающий эти регистры в состояние 0000 (рис. 16). Напряжение высокого уровня (КМОП или ТТЛ) с одного из выходов регистра коммутатора диапазонов (плата ПКУ) через соответствующие резисторы из R24—R36, R44—R48 поступает на требуемые ПУ VT3—VT8. Например, при работе в диапазоне 1,8 МГц напряжение высокого уровня поступает на контакт Б9 вилки XP1, далее по проводнику 14 через резистор R26 — на базу VT3, R35 — на базу VT6, R46 — на базу VT7, R47 — на базу VT8. ЭСЛ- напряжение низкого уровня появляется на выводах 6 и 9 микросхемы DD3, 10 DD5 и 10 DD6. При этом $К_д$ первого делителя равен 3, второго — 6 и включается цепь запрета (добавления единицы). Нетрудно проследить аналогичные цепи и при работе на других диапазонах.

На элементах C1, C2, R23, VD1—VD3, VT2 собраны дополнительный стабилизатор и фильтр пульсаций для питания эмиттерных цепей автогенератора блока A5, а на элементах C12, C13, R50, VD4—VD8, VT9— аналогичный узел для питания коллекторной цепи автогенератора. Транзисторы VT2, VT9 с резисторами R23 и R50 представляют собой генераторы стабильного тока. Благодаря их высокому внутреннему сопротивлению и низкому динамическому сопротивлению диодов в цепях VD1—VD3, VD4—VD8 стабильность напряжений питания возрастает, а пульсации уменьшаются в десятки раз и более. Применять в этих узлах вместо прямосмещенных диодов или стабисторов обратносмещенные стабилитроны опасно из-за больших шумов таких стабилитронов. В стабилизаторе напряжения питания варикапа узла расстройки (VD1 на рис. 16) использован обратносмещенный стабилитрон VD9, поскольку диапазон перестройки с помощью этого варикапа невелик, и потому неподавленные конденсатором C14 шумы стабилитрона, а также шумы самого варикапа практически не увеличивают уровня шума ГПД.

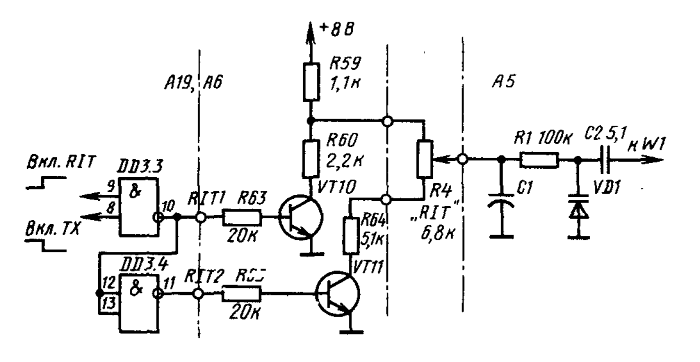


Рис. 18

На транзисторах VT12, VT13 выполнено ПУ ЭСЛ—ТТЛ, сигнал с выхода которого поступает на вход частотомера. Транзисторы VT10 и VT11 — элементы узла расстройки, выделенного на рис. 18. Когда с выходов 10 и 11 КМОП-микросхемы DD3 блока А19 на вход «RİT1» блока А6 поступает напряжение высокого уровня (лог. 1), а на вход «RİT2» — напряжение низкого уровня (лог. 0), что соответствует выключенной расстройке, в блоке А6 транзистор VT10 открыт, а VT11 — закрыт. На варикап VD1 блока А5 с делителя R59, R60 блока А6 поступает напряжение около 5,4 В, которое практически не падает на сопротивлении переменного резистора расстройки R4, расположенного на лицевой панели трансивера. Включение расстройки сопровождается изменением логических уровней на входах «RİT1» и «RİT2». Теперь в блоке А6 транзистор VT10 закрыт, а VT11 — открыт. На крайних выводах резистора расстройки напряжения равны около 3,2 В на нижнем и 7,4 В на верхнем выводе, и в этих пределах может изменяться напряжение на движке этого резистора.

На рис. 19 приведена принципиальная схема блока квазисенсорного управления, состоящего из плат А8—А10. Рабочий диапазон трансивера выбирают нажатием на кнопку-толкатель одного из микропереключателей SB1—SB8 платы коммутатора диапазонов А8 (КД). При нажатии на любую из этих кнопок на базу транзистора VT1 платы коммутации и управления А10 (ПКУ) через один из резисторов R1—R8 платы А8 поступает отпирающее напряжение. При этом на плате А10 формирователем на элементах DD3.1, DD3.2 вырабатывается короткий импульс (его длительность определяют резистор R12 и конденсатор С3), который поступает на входы С микросхем DD1, DD4, которые образуют регистр памяти выбранного диапазона. Этот импульс устанавливает в нулевое состояние все ячейки регистра, кроме той, чей вход связан с нажатой кнопкой и куда записывается лог. 1. Этот же импульс подается в блок А6 для установки ДПКД в нулевое состояние. Выходы регистра памяти связаны с соответствующими входами ДПКД непосредственно, а с реле К1—К16 в блоках диапазонных полосовых фильтров А1 и А20 — через транзисторные ключи VT3—VT6, VT10—VT13.

Остальные узлы квазисенсорного управления выполнены на основе D-триггеров платы А10 — DD2, DD5, DD6, включенных в счетном режиме. Например, триггер DD2.1 с каждым нажатием на кнопку микропереключателя SB2 платы управления расстройкой и полосой пропускания А9 (УРП) меняет свое состояние, и через ключ на транзисторах VT2 платы А10 и VT1 платы А9 управляет реле К1, К2 блока А3 и К1 блока А4. Если светодиод HL1 на плате А9 светится, включается фильтр ZQ1 (А3) и полоса тракта ПЧ будет 2,5 кГц, если не горит — 0,8 кГц. Аналогично

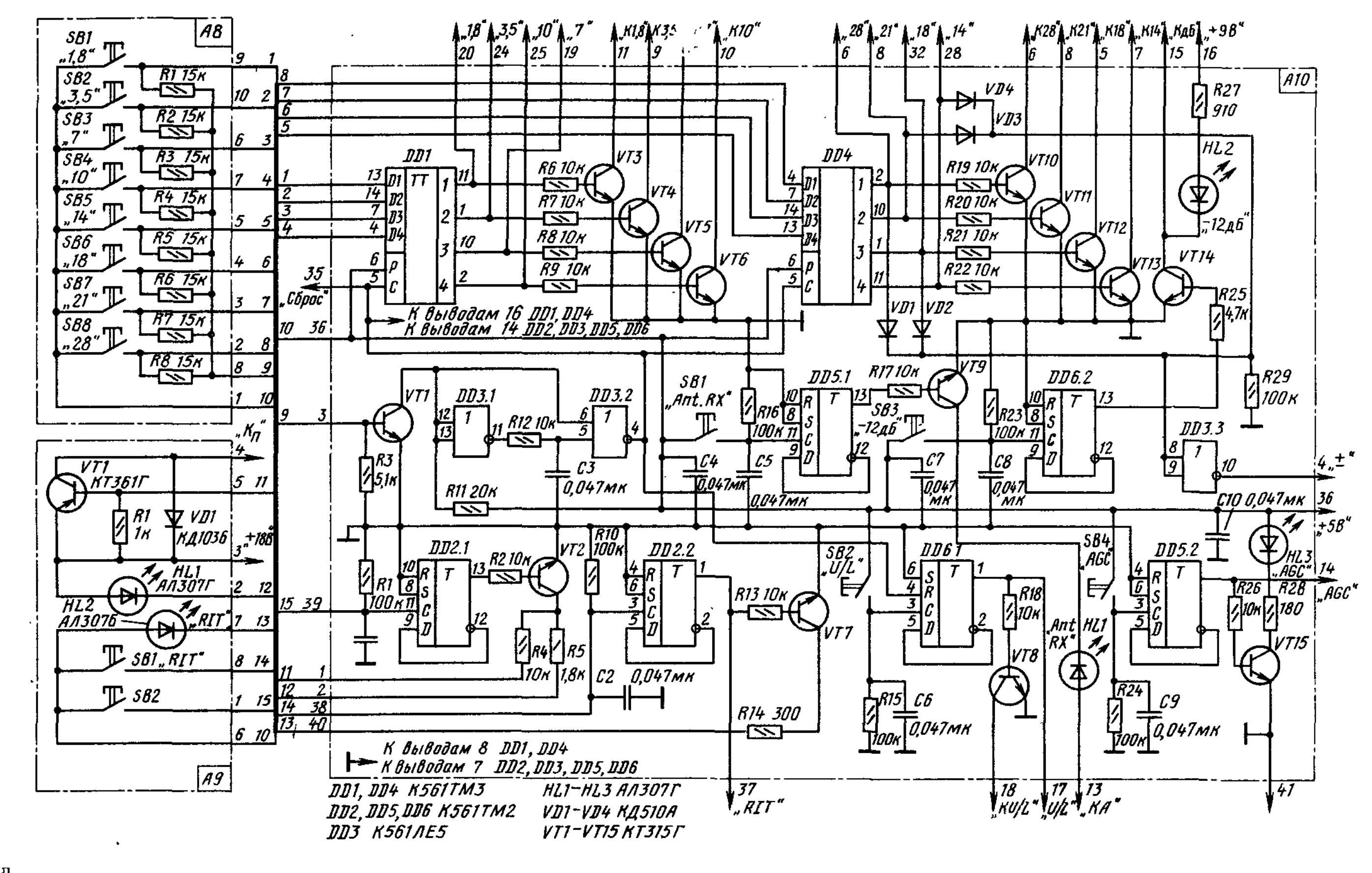

A8
A9
A10
SB1 „1,8"
SB2 „3,5"
SB3 „7"
SB4 „10"
SB5 „14"
SB6 „18"
SB7 „21"
SB8 „28"
R1 15к
R2 15к
R3 15к
R4 15к
R5 15к
R6 15к
R7 15к
R8 15к
DD1
TT
DD4
DD5.1
DD6.2
DD3.1
DD3.2
DD3.3
DD2.1
DD2.2
DD6.1
DD5.2
R6 10к
R7 10к
R8 10к
R9 10к
R19 10к
R20 10к
R21 10к
R22 10к
R27 910
R25 4,7к
R29 100к
R17 10к
R16 100к
R23 100к
R12 10к
R11 20к
R3 5,1к
R1 100к
R2 10к
R10 100к
R13 10к
R14 300
R15 100к
R18 10к
R24 100к
R26 10к
R28 180
R4 10к
R5 1,8к
C2 0,047мк
C3 0,047мк
C4 0,047мк
C5 0,047мк
C6 0,047мк
C7 0,047мк
C8 0,047мк
C9 0,047мк
C10 0,047мк
VT1 КТ361Г
R1 1к
VD1 КД103Б
HL1 АЛ307Г
HL2 АЛ307Б
SB1 „RIT"
SB2
„Kп"
„+18В"
35 „Сброс"
К выводам 16 DD1, DD4
К выводам 14 DD2, DD3, DD5, DD6
К выводам 8 DD1, DD4
К выводам 7 DD2, DD3, DD5, DD6
SB1 „Ant.RX"
SB3 „-12дБ"
SB2 „U/L"
SB4 „AGC"
HL2 „-12дБ"
HL3 „AGC"
HL1 „Ant RX"
„1,8" „3,5" „10" „7"
„К1,8" „К3,5" „К10"
„28" „21" „18" „14"
„К28" „К21" „К18" „К14" „КдБ" „+9В"
4 „±"
36 „+5В"
14 „AGC"
37 „RIT"
18 „КU/L"
17 „U/L"
13 „КА"
41
DD1, DD4 К561ТМ3
DD2, DD5, DD6 К561ТМ2
DD3 К561ЛЕ5
HL1–HL3 АЛ307Г
VD1–VD4 КД510А
VT1–VT15 КТ315Г

Рис. 19

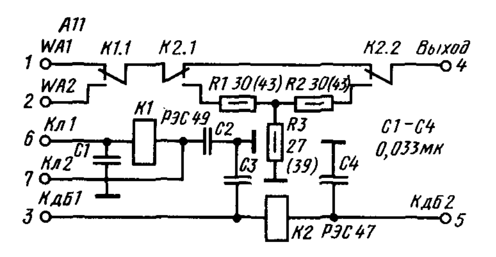


Рис. 20

действуют узлы: включения-выключения расстройки («RIT») — на триггере DD2.2, транзисторе VT7, светодиоде HL2 платы A9; переключения антенных входов приемника («Ant. RX») на DD5.1, VT9, HL1; включения-выключения АРУ («AGC») — на DD6.2, VT15, HL3; аттенюатора («—12dB») — на DD5.2, VT14, HL2; переключения боковой полосы («V/L») — на DD6.1, VT8. Элементом индикации последнего узла служит крайний правый разряд индикатора частотомера. Сигнал ± для управления предварительной записью в основной счетчик частотомера образуется с помощью схемы ИЛИ-НЕ, выполненной на диодах VD1—VD4 и элементе DD3.3 платы A10. Эти диоды подключены к выходам регистра DD4 памяти высокочастотных диапазонов 14—28 МГц. Сигнал V/L берется с выхода триггера DD6.1, который при нажатии на любую из кнопок платы КД импульсом с выхода формирователя DD3.1, DD3.2 устанавливается в 0, что соответствует работе на нормальной боковой полосе.

В блоке антенного коммутатора и аттенюатора A11 (АКА) реле K1 (рис. 20) служит для переключения антенных входов приемного тракта, а реле K2 — для включения аттенюатора на 12 дБ, выполненного на резисторах R1—R3. Номиналы резисторов указаны для характеристического сопротивления 50 Ом и в скобках — 75 Ом. Реле K1 и K2 управляются транзисторными ключами VT9 и VT14 платы A10.

На плате стабилизаторов A12 (Ст) размещены три стабилизатора напряжений питания (рис. 21). Их выходные регулирующие транзисторы структуры n=p=n размещены вне платы A12 на теплоотводах. Стабилизаторы отрицательных напряжений —12 и —5,2 В выполнены по одинаковой схеме на основе операционных усилителей DA1 и DA2. Стабилизатор напряжения +12 В выполнен на специализированной микросхеме DA3 со встроенным устройством защиты от перегрузок по току, датчиком которой служит резистор R7. Для питания усилителей DA1 и DA2 и для получения опорного напряжения с помощью резистора R20 и стабилитрона VD1 используется выходное напряжение этого стабилизатора. Через делители R19—R21 и R17, R22, R23 выходное напряжение стабилизаторов отрицательных напряжений сравнивается с опорным на неинвертирующих входах операционных усилителей DA1 и DA2. Усиленные сигналы ошибки через эмиттерные повторители VT3, VT4 поступают на базы внешних регулирующих транзисторов. Для их защиты от перегрузок по току служат узлы на элементах VT1, R3, R4 и VT2, R5, R6. Например, при возрастании тока в эмиттерной цепи регулирующего транзистора стабилизатора —12 В свыше примерно 0,6—0,7 А, вызванном уменьшением сопротивления нагрузки или коротким замыканием выхода стабилизатора, напряжение на резисторе-датчике тока R3 становится больше 0,6—0,7 В, требуемого для открывания транзистора VT1. Открытый коллекторный переход транзистора VT1 уменьшает напряжение на входе повторителя VT3 и, следовательно, ток через

Рис. 21

регулирующий транзистор, фиксируя его на указанном уровне. Резисторы R4 и R6 служат для защиты от перегрузки базовых цепей транзисторов VT1 и VT2.

На плате индикатора A13 (И) расположен усилитель постоянного тока на транзисторах VT1, VT2, нагруженный через резистор R8 на миллиамперметр PA1, и коммутатор E1 (рис. 22). Коммутатор выполнен на микросхеме DD1, подключающей

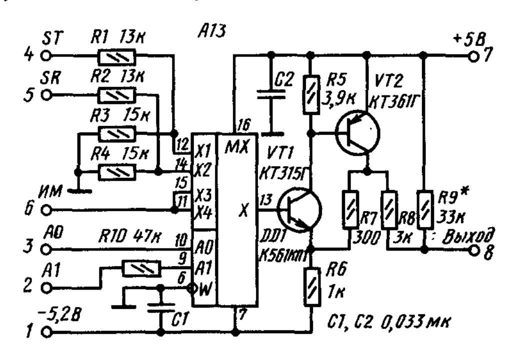
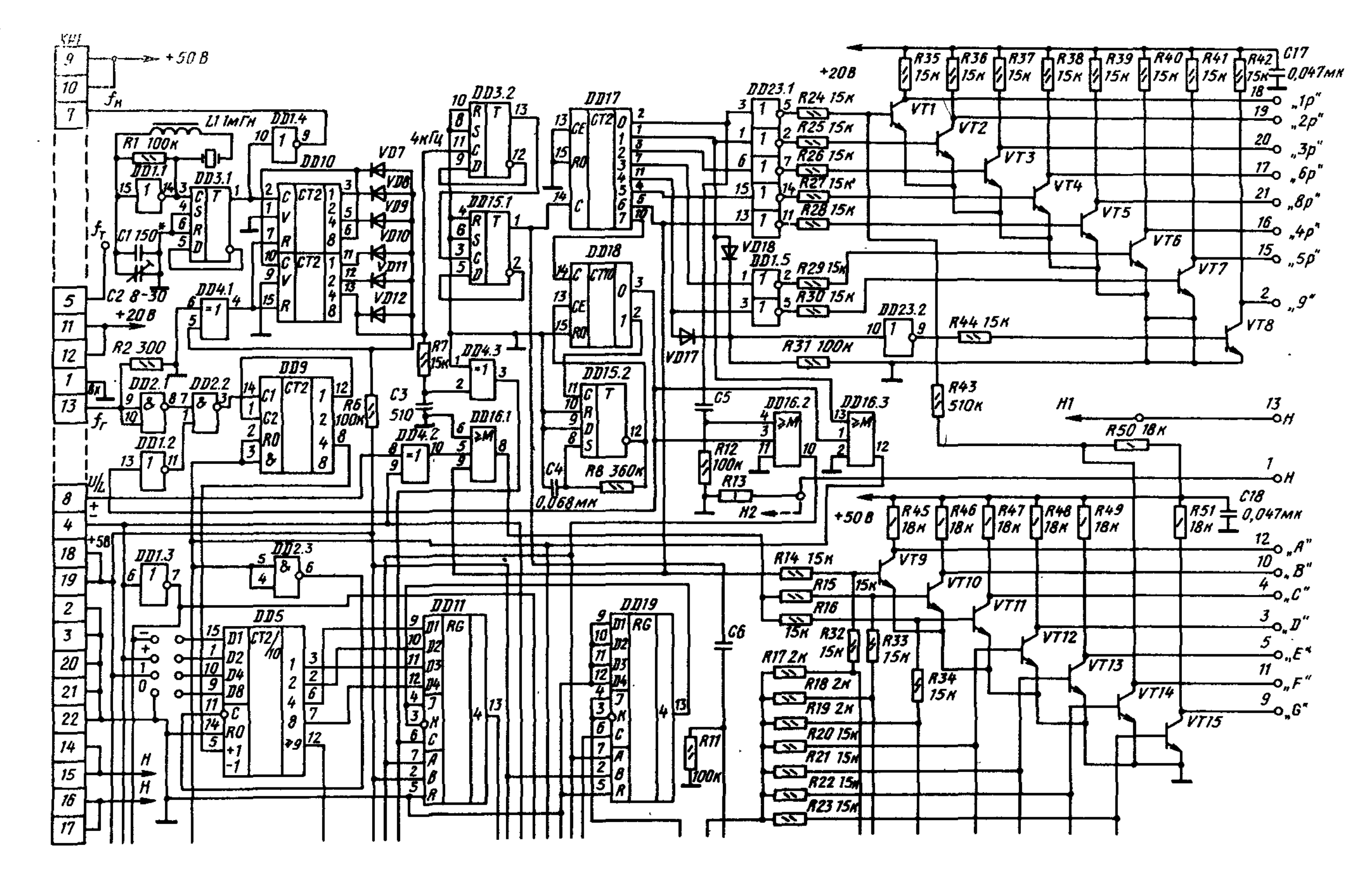


Рис. 22



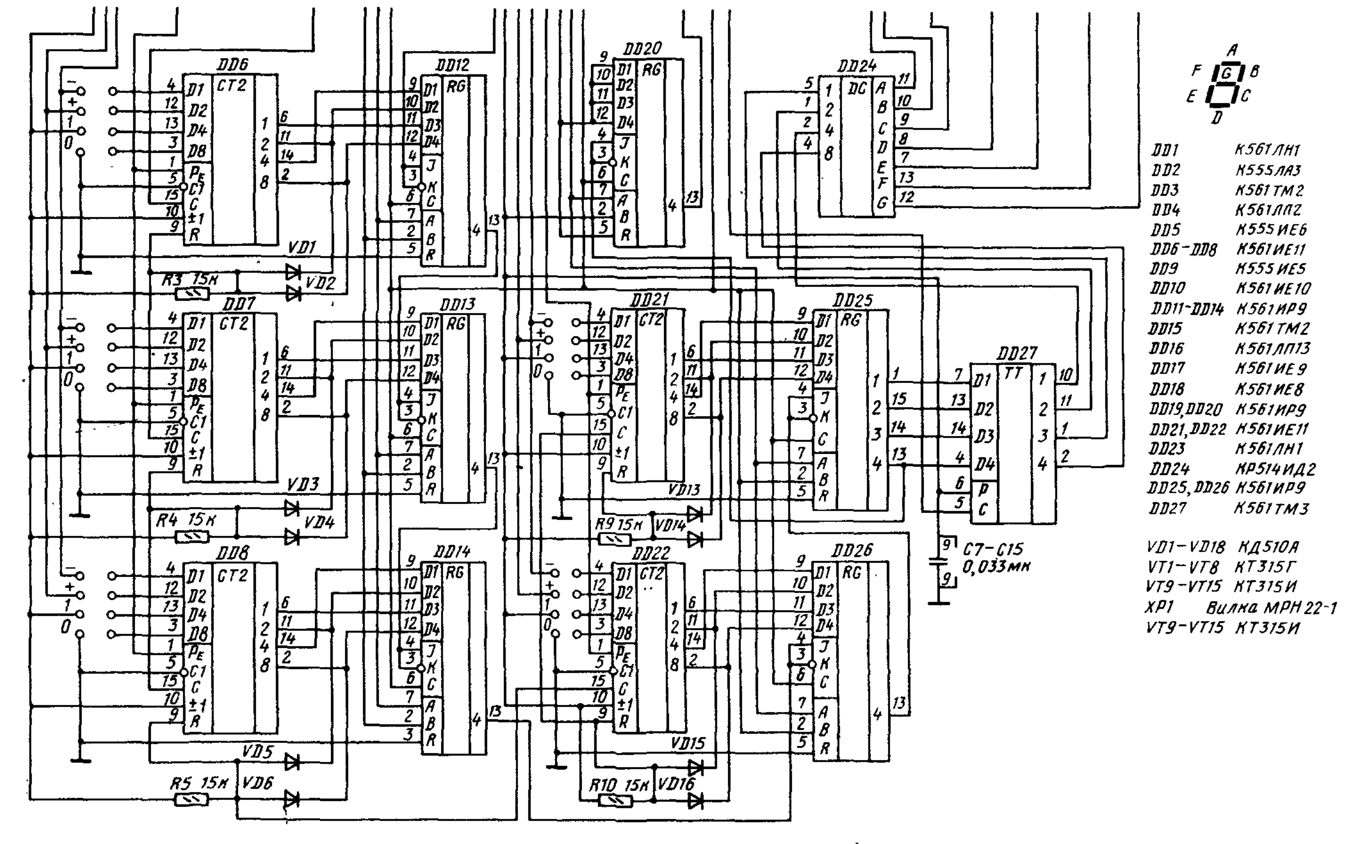

DD6 CT2
DD7 CT2
DD8 CT2
DD12 RG
DD13 RG
DD14 RG
DD20 RG
DD21 CT2
DD22 CT2
DD24 DC
DD25 RG
DD26 RG
DD27 TT
R3 15к
R4 15к
R5 15к
R9 15к
R10 15к
C7–C15 0,033мк
DD1 К561ЛН1
DD2 К555ЛА3
DD3 К561ТМ2
DD4 К561ЛП2
DD5 К555ИЕ6
DD6–DD8 К561ИЕ11
DD9 К555ИЕ5
DD10 К561ИЕ10
DD11–DD14 К561ИР9
DD15 К561ТМ2
DD16 К561ЛП13
DD17 К561ИЕ9
DD18 К561ИЕ8
DD19, DD20 К561ИР9
DD21, DD22 К561ИЕ11
DD23 К561ЛН1
DD24 КР514ИД2
DD25, DD26 К561ИР9
DD27 К561ТМ3
VD1–VD18 КД510А
VT1–VT8 КТ315Г
VT9–VT15 КТ315И
XP1 Вилка МРН22-1
VT9–VT15 КТ315И

Рис. 23

вход усилителя к одному из трех источников сигнала: выходу усилителя-выпрямителя АРУ трансивера UZ1 (А4), такому же выходу дополнительного приемника и к выходу детектора выходного напряжения передатчика UZ1 (A21). Состояние коммутатора определяется логическими уровнями на его адресных входах. При напряжени низкого уровня на входе A1 микросхемы DD1 миллиамперметр работает как S-метр трансивера — при напряжении низкого уровня на входе A0, или дополнительного приемника — при напряжении высокого уровня на входе A0. Уровень на этом входе определяется состоянием выхода 1 микросхемы DD2 трехстабильного триггера на плате A15. При напряжении высокого уровня на входе A1, независимо от состояния входа A0, миллиамперметр работает как измеритель выходного напряжения передатчика. Напряжение высокого уровня на входе A1 поступает с выхода эмиттерного повторителя VT9 блока A19 при переходе на передачу.

Принципиальная схема платы частотомера А7 (ЧТМ) представлена на рис. 23. Опорный кварцевый генератор выполнен на инверторе DD1. Он вырабатывает прямоугольные импульсы с частотой 1 МГц. Конденсатор С2 служит для точной установки этой частоты. На выходе триггера-делителя на два DD3.1 сформирован сигнал с формой «меандр» и частотой 500 кГц, который поступает на вход делителя на 125, выполненного на микросхемах DD4.1, DD10 и диодах VD7—VD12. Этот же сигнал через инвертор-усилитель DD1.4 подается в блок A18 в качестве несущей для балансного модулятора и в блок A19 в качестве опорного для кольца ФАПЧ, вырабатывающего несущую для смесителя передающего тракта U1 (A19).

Частота импульсов 4 кГц с вывода 13 микросхемы DD10 с помощью триггеров-делителей на два (DD3.2 и DD15.1) и счетчика делителя на восемь (DD17) понижается до 125 Гц, т. е. период следования импульсов на выходе микросхемы DD17 равен 8 мс (рис. 24,1). Затем этот период увеличивается в 11 раз до 88 мс с помощью счетчика-делителя на десять (DD18) и формирователя импульса (DD15.2, R8, C4), запрещающего по входу 13 микросхемы DD18 действие одного из импульсов, поступающих на счетный вход 14 этой микросхемы (рис. 24, 2—5). Часть этого периода, длительность которого определяется импульсом с вывода 3 микросхемы DD17 и равна 8 мс, используется для предварительной записи кода, соответствующего добавлению (вычитанию) значения ПЧ к измеряемой частоте на выходе блока А6, в основной счетчик частотомера. Основной счетчик выполнен на микросхемах DD5—DD8, DD21, DD22. Перед предварительной записью часть периода используется для считывания информации из основного счетчика в память, представляющую собой кольцевой регистр сдвига, выполненный на микросхемах DD11—DD14, DD19, DD20, DD25, DD26. Импульсы измеряемой частоты поступают в основой счетчик в течение 80 из каждых 88 мс, что определяется длительностью импульса, поступающего на вывод 1 схемы совпадения DD2.2. При этом пачки импульсов на выводе 3 микросхемы DD2.2 содержат в 100/8 раз меньше импульсов, чем выраженная в герцах частота этих импульсов. Поэтому для того, чтобы эта частота записывалась в шести декадах основного счетчика с точностью 100 Гц, она предварительно делится на восемь с помощью счетчика-делителя DD9. Такая мера, хотя и удлинила период счета, существенно повысила устойчивость индикации сотен герц.

В частотомере применен вакуумный индикатор ИВ-18 (на рис. 23 не показан), одноименные сегменты-аноды восьми разрядов которого соединены между собой

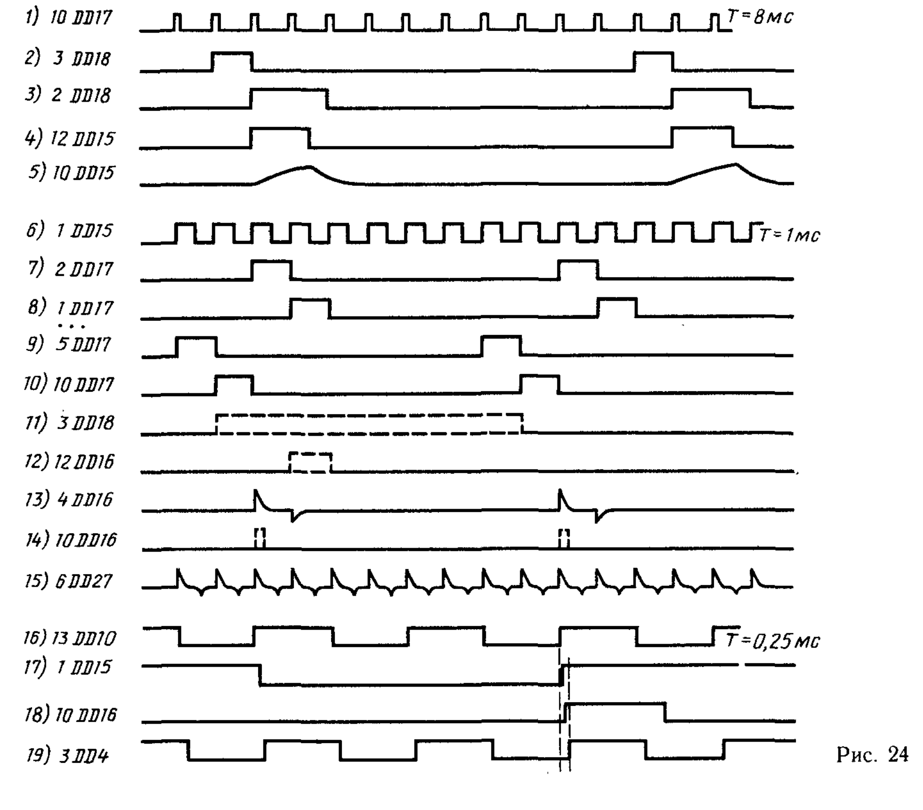


Рис. 24

внутри баллона. Поэтому индикация в устройстве — динамическая, цифры результата измерения высвечиваются последовательно по одному разу за 16 мс. Происходит это так. С помощью мажоритарного элемента DD16.2, выполняющего функцию И при подаче на один из его входов (в данном случае — на вывод 11) напряжения низкого уровня, из продифференцированного цепью C5, R12 импульса с вывода 2 счетчика DD17 (рис. 24,7; рис. 24,13), совпадающего с импульсом на выводе 3 счетчика DD18, формируется короткий импульс разрешения записи (рис. 24,14) информации из основного счетчика в кольцевой регистр памяти. Запись происходит по положительному фронту одного из импульсов сдвига (рис. 24,19), поступающих на выводы 6 микросхем регистра, при условии совпадения этого фронта с «телом» импульса разрешения записи (рис. 24,18). Поэтому импульсы сдвига формируются путем задержки импульсов с вывода 13 счетчика DD10 (рис. 24, 13) с помощью элементов R7, C3, DD4.3.

При действии импульса разрешения записи в регистре DD25 оказывается число из старшей декады основного счетчика, соответствующее десяткам мегагерц, которое продифференцированным с помощью цепи C7, R11 импульсом с вывода 1 микросхемы DD15 (рис. 24,15; 24,17) сейчас же переписывается в параллельный регистр DD27. Выходы этого регистра соединены со входами преобразователя DD24 двоичного кода в код семисегментного индикатора. Выходы последнего управляют

ключами VT9—VT15, коллекторы которых соединены с сегментами-анодами индикатора. В течение времени, определяемого длительностью импульса с вывода 2 микросхемы DD17, через верхний (по схеме) инвертор микросхемы DD23.1 и ключ VT1 подается отпирающее напряжение на сетку первого значащего разряда индикатора, который и показывает десятки мегагерц. К моменту поступления следующего импульса записи в регистр DD27 и с вывода 1 счетчика DD17 — импульса, управляющего подачей отпирающего напряжения на сетку второго значащего разряда индикатора, информация в кольцевом регистре памяти сдвигается на 4 бита, поэтому во втором разряде индикатора высвечивается цифра, соответствующая единицам мегагерц.

Аналогичным образом индицируются оставшиеся цифры значения частоты в третьем-шестом значащих разрядах индикатора. Седьмой значащий разряд, как и нулевой — знаковый, не используются. Восьмой разряд задействован для индикации используемой боковой полосы — U (верхней) или L (нижней). Этот разряд зажигается во время действия импульса с вывода *5* счетчика DD17 (рис. 24,9). В регистре DD27 при этом записан код 0000, соответствующий включению всех сегментов разряда, кроме сегмента G. Для получения символа U гасится сегмент A, символа L — еще и B и C. Сегмент A безусловно гасится во время действия импульса с вывода 5 счетчика DD17 путем подачи этого импульса через резистор R14 на базу ключа VT9. Сегменты B и C гасятся путем подачи на базы ключей VT10 и VT11 через резисторы R15 и R16 сигнала с вывода 10 элемента DD4.2. На этом выводе появляются напряжение высокого уровня при разных сигналах на входах 8 и 9 и напряжения низкого уровня — при одинаковых.

При работе на ВЧ диапазонах, когда частота настройки равна $f_{ДПКД}+$ $+f_{пч}$, по проводу «±» из платы A10 поступает напряжение низкого уровня, а напряжение высокого уровня — на НЧ диапазонах, где частота настройки равна $f_{ДПКД}-f_{пч}$. Когда работа ведется на нормальной боковой полосе, из той же платы по проводу „U/L„ поступают напряжение низкого уровня и напряжение высокого уровня — при работе на инверсной боковой. Поэтому напряжение высокого уровня на выходе элемента DD16.1, приводящее к формированию символа L, будет появляться при работе на ВЧ диапазонах на инверсной боковой, а на НЧ диапазонах — при нормальной боковой. В иных случаях будет формироваться символ U.

Восьмой импульс в цикле работы счетчика DD17 с вывода *10* (рис. 24,10) для индикации не используется. По завершении этого цикла в ячейках регистра DD25 вновь оказывается число, соответствующее десяткам мегагерц, и далее индикация происходит, как описано ранее,— всего 11 раз до поступления новой информации из основного счетчика.

Во время индикации второго и пятого разрядов с помощью схемы ИЛИ VD17, VD18, R31, инвертора DD23.2 и ключа VT8 происходит зажигание анодов «запятой», отделяющей цифры мегагерц и сотен герц от цифр килогерц. Если в первом значащем разряде образуется 0, этот разряд гасится путем подачи отпирающего напряжения с анода — сегмента F через резистор R43 на базу сеточного ключа первого разряда VT1.

Для уменьшения помех при приеме и уменьшения потребляемой мощности большинство узлов частотомера выполнено на микросхемах КМОП-серии К561. Пять последних декад основного счетчика выполнены на основе двоичных счетчиков К561ИЕ11 с обратными связями. В связи с этим не нашлось достаточно

простых схемных решений реализации принципа измерения частоты настройки путем измерения двух частот — частоты опорного генератора G1 (A4) и частоты на выходе блока A6 — и сложения или вычитания результатов измерения этих двух частот, как это сделано, например, в [57]. Поэтому в данном устройстве сложение или вычитание указанных частот происходит путем предварительной записи в основной счетчик кодов, соответствующих $+f_{пч}$ или $-f_{пч}$. А какой из этих кодов записывать, определяется логическим уровнем на проводе «±»: $+f_{пч}$ при напряжении низкого уровня и $-f_{пч}$ при напряжении высокого уровня. Предварительная запись происходит по импульсу с вывода 12 микросхемы DD16.3. Этот импульс, которым также устанавливается в 0 счетчик DD9, есть результат совпадения импульсов с вывода 1 счетчика DD17 и с вывода 3 счетчика DD18 (рис. 24,8, рис. 24,11, рис. 24,12).

Чтобы яркость свечения всех разрядов индикатора была одинаковой, питание нити накала рекомендуется осуществлять переменным током от отдельной обмотки трансформатора, а чтобы не было подсветки выключенных сегментов, на эту обмотку следует подавать небольшое, 2—4 В, положительное напряжение. Поскольку в трансивере такой лишней обмотки силового трансформатора нет, приходится питать нить накала от источника постоянного тока — выпрямителя с выходным напряжением +10 В. Около половины этого напряжения падает на резисторе R13, что обеспечивает отсутствие подсветки включенных сегментов. Разница в яркости свечения разрядов практически не превосходит разброса яркости свечения разных сегментов в каждом из разрядов.

Принципиальная схема платы двухтонального генератора A14 (ДТГ) приведена на рис. 25. На транзисторах VT1, VT2 и VT3, VT4 собраны два идентичных по схеме генератора ЗЧ, один с частотой около 1,8 кГц, другой — около 2,4 кГц. Эти частоты заданы элементами R1, R6, C1, C3 и R10, R14, C4, C5. Подстроечные резисторы R4 и R8 служат для установки режима надежной генерации при небольших искажениях формы сигналов и для выравнивания напряжений, поступающих в тракт микрофонного усилителя с резисторного сумматора R7, R8. Большие значения этих сопротивлений позволяют обеспечить хорошую развязку между генераторами.

Схема платы коммутатора трансивер — дополнительный приемник A15 (KT/R) дана на рис. 26. На элементах DD1, DD2.1 выполнен трехстабильный триггер, т. е.

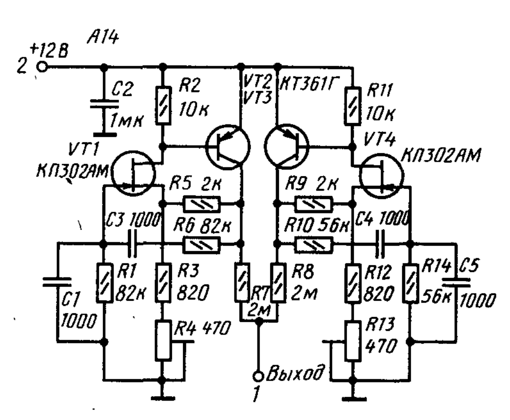


Рис. 25

DD1, DD2 К561ЛА8
R1 – R8 10к
SB1 – SB3 МП12
HL1 – HL3 АЛ307Г
VT1 – VT3, VT6 КТ315Г
VT4, VT5, VT7 КТ361Г

Рис. 26

устройство с тремя устойчивыми состояниями. При нажатии на кнопку SB1 «T+R» на входы 4 и 10 микросхемы DD1 поступает уровень напряжения низкого уровня, на выходах 1 и 13 этой микросхемы устанавливается уровень напряжения высокого уровня. Поскольку при этом на всех входах элемента И—НЕ DD2.1 и на выходе этой схемы устанавливается напряжение низкого уровня, оно поступает на входы 3 и 11 элементов микросхемы DD1 и поддерживает на их выходах напряжение высокого уровня. При этом открыт транзистор VT7 и горит светодиод HL3 «T+R», открыт транзистор VT6 переходного устройства (ПУ) КМОП — ЭСЛ, аналогичного используемым в блоке А6. С выхода этого ПУ «Вкл. Гет. Т» на одноименный вход блока А6 поступает ЭСЛ-напряжение низкого уровня, разрешающее

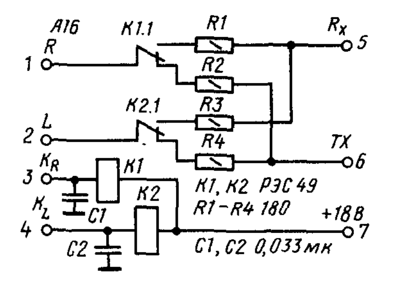


Рис. 27

подачу несущей с выхода ДПКД трансивера на смеситель передающего тракта U3 (A19). Напряжением высокого уровня с вывода 1 микросхемы DD1 открыт транзисторный ключ VT1, связанный с реле K2 (рис. 27) платы реле коммутатора трансивер—дополнительный приемник «PT/R» (A16). Этим реле левый телефон, подключенный к выходу 2 „L„ платы A16, через резистор R3 соединяется с выходом УЗЧ дополнительного приемника. Реле K1 не работает, и его нормально замкнутые контакты — правый телефон, соединенный с выходом 1 «R», подключен через резистор R2 к выходу УЗЧ трансивера.

При нажатии на кнопку SB2 «Т» (см. рис. 26) напряжение низкого уровня поступает на выводы 9 микросхемы DD1 и 9—DD2. На выходах соответствующих элементов устанавливается напряжение высокого уровня, а на выходе 1 микросхемы DD1 — низкого. Светодиод HL3 гаснет, открывается транзисторный ключ VT4 и загорается светодиод HL1 «Т». Ключ VT1 закрыт, и оба телефона через нормально замкнутые контакты реле K1 и K2 подключены к выходу УЗЧ трансивера. На смеситель U3 (A19) по-прежнему поступает несущая от ДПКД трансивера, поскольку транзистор VT6 открыт.

Нажатием на кнопку SB3 „R“ на напряжение низкого уровня переводится выход нижнего (по схеме) элемента И — НЕ микросхемы DD1. При этом открывается транзисторный ключ VT5 и загорается светодиод HL2 «R», на выходе ПУ VT6 появляется ЭСЛ-напряжение высокого уровня, запрещающего подачу несущей для смесителя U3 (A19) с выхода ДПКД трансивера, а на выходе ПУ VT3, связанном с соответствующим входом ДПКД дополнительного приемника, появляется ЭСЛ напряжение низкого уровня, и несущая на вход смесителя U3 поступает с выхода ДПКД дополнительного приемника. Ключи VT1 и VT2 открыты, срабатывают реле K1 и K2 (рис. 27), и оба телефона оказываются подключенными к выходу УЗЧ дополнительного приемника.

На рис. 28 показана принципиальная схема микрофонного усилителя-ограничителя блока A17 (МУО). На транзисторе VT1 выполнен малошумящий микрофонный предусилитель. Его вход от возможных радиочастотных наводок защищает фильтр НЧ C1, R1, C5. Два переменных резистора R5 и R10, включенные в коллекторную цепь транзистора VT1, позволяют независимо регулировать уровень срабатывания узла VOX и усиление в тракте усилителя-ограничителя речевых сигналов, т. е. степень ограничения. Усилитель-выпрямитель VOX UZ1 выполнен на микросхеме DA1.1, а фазовый ограничитель речевых сигналов ZL1 — на микросхемах DA2 и DA1.2. Схема ограничителя аналогична описанной в [52]. Операционный усилитель DA2.1 используется как усилитель, а DA2.2 — как фазоинвертор для создания симметричных напряжений на входах фазосдвигающих цепей. Четыре такие цепи — C15, R19, C16, R20 и т. д.— на частотах 300—1000 Гц обеспечивают относительные фазовые сдвиги 0, 30, 60 и 90° с точностью примерно $\pm 5°$ (фазовый сдвиг, вносимый цепью C15, R19, принят за нулевой). Далее напряжения сигналов четырех каналов ограничиваются на уровне примерно 0,6 В двусторонними диодными ограничителями VD3, VD5, VD4, VD6 и т. д. Степень ограничения определяется отношением амплитуды напряжения на одном из входов фазосдвигающих цепей к 0,6 В.

Сигналы отдельных каналов ограничения через резисторы R28—R31 суммируются на входе операционного усилителя DA1.2. Близкое к нулю входное сопротивление этого инвертирующего усилителя гарантирует хорошую развязку между каналами.

Рис. 28

При суммировании этих ограниченных напряжений (их форма близка к прямоугольной) с указанным распределением фаз напряжение первой гармоники возрастает примерно в 3,3 раза, напряжения третьей и девятой гармоник практически полностью компенсируются, а пятой и седьмой — значительно ослабляются. Действительно, например, для третьей гармоники указанные значения относительных фазовых сдвигов утроятся и будут 0, 90, 180 и 270°, и при суммировании взаимно компенсируются противофазные напряжения первого—третьего и второго—четвертого каналов. То же произойдет и с напряжением девятой гармоники. Для пятой гармоники распределение фаз — 0, 150, 300, 450°; полной компенсации напряжений с такими фазами не происходит, но их суммарное значение не превосходит 5% напряжения первой гармоники. Напряжение седьмой гармоники еще примерно втрое меньше. Как и в любом другом двустороннем симметричном ограничителе, четных гармоник в устройстве не образуется.

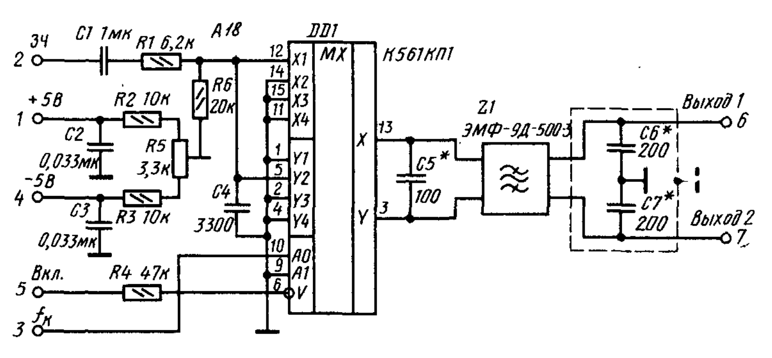


Рис. 29

Аналогично происходит ослабление некоторых интермодуляционных искажений. Поскольку фазовые сдвиги при сложении частот также суммируются, распределение фаз суммарных составляющих n-го порядка такое же, как и для n-х гармоник. Так, составляющие вида $2f_1+f_2$ компенсируются полностью, как и третьи гармоники. Разностные составляющие вида, например, $2f_1-f_2$ не компенсируются.

При частотах входного сигнала свыше 1000 Гц ослабление гармоник ограниченного сигнала ухудшается, однако это не опасно, поскольку такие гармоники не попадают в рабочий спектр тракта. Этот спектр ограничивается частотой около 3 кГц путем заваливания АЧХ усилителя DA2.2 с помощью конденсатора C21 и в дальнейшем формируется электромеханическим фильтром блока A18.

На плате МУО размещены также переменные резисторы регулировки тона телеграфных сигналов R3 «CW Tone» и выходной мощности «RF PWR».

В блоке формирователя однополосного сигнала A18 (ФОПС) (рис. 29) на микросхеме DD1 выполнен ключевой балансный модулятор U1.1. Под воздействием прямоугольной несущей частоты 500 кГц, поступающей на адресный вход A0 мультиплексора DD1, входы фильтра Z1 поочередно подключаются то к источнику ЗЧ сигнала, то к цепи «общий провод». Коэффициент передачи такого модулятора соответствует выражению (4). Балансируют модулятор подачей на сигнальный вход мультиплексора небольшого постоянного напряжения через подстроечный резистор R5. Модулятор включается при поступлении на вывод 6 микросхемы DD1 напряжения низкого уровня из блока A19. Фильтр Z1 выделяет нижнюю боковую полосу, а также дополнительно подавляет перенесенные на ПЧ1 некомпенсированные в фазовом ограничителе гармоники ограниченного речевого сигнала. При указанных напряжениях питания модулятор практически не вносит искажений при размахе напряжения ЗЧ до ±3 В.

На рис. 30 приведена схема блока передатчика A19 (TX). Узел управления передачей A1 выполнен на микросхемах DD1—DD3. Триггер R — S на нижних по схеме элементах И — НЕ микросхемы DD1 при нажатии на телеграфный ключ или кнопку «CW» выдает напряжение высокого уровня с вывода 10 этой микросхемы, которым разрешается работа телеграфного генератора ПЧ G1, выполненного на микросхеме DD4 с кварцевой стабилизацией. Телеграфные посылки от ключа (нулевого уровня) через верхние (по схеме) элементы микросхемы DD1 поступают на вход интегратора-ограничителя, выполненного на элементе DD2.4. Трапецеидальный сигнал с выхода этого элемента через делитель R11, R15 подается для управления формой радиочастотных посылок на вторые затворы полевых тетродов, на которых собран первый каскад усиления мощности в блоке A21. Этим же сигналом через компаратор VT7, DD3.1 запускается телеграфный генератор DD4. Телеграфные посылки на ПЧ прямоугольной формы через конденсатор C34 и фильтр ПЧ Z1 (L2L3L7) поступают на активный двухбалансный ключевой смеситель, выполненный на транзисторах VT10—VT13 (на рис. 9— U3, A19). На базы транзисторов смесителя через ЭСЛ-элемент DD5 поступает несущая прямоугольной формы с выхода «Гет. TX» блока A6 трансивера (на вывод *13* DD5) или дополнительного приемника (на вывод *12* DD5). Далее радиочастотные посылки с частотой настройки через блок A20 (ДПФ — TX) поступают на вход первого каскада усиления мощности в блоке A21. Через повторитель на транзисторе VT9 выдается напряжение в цепь регулировки уровня самопрослушивания (цепь QSK), а элементы

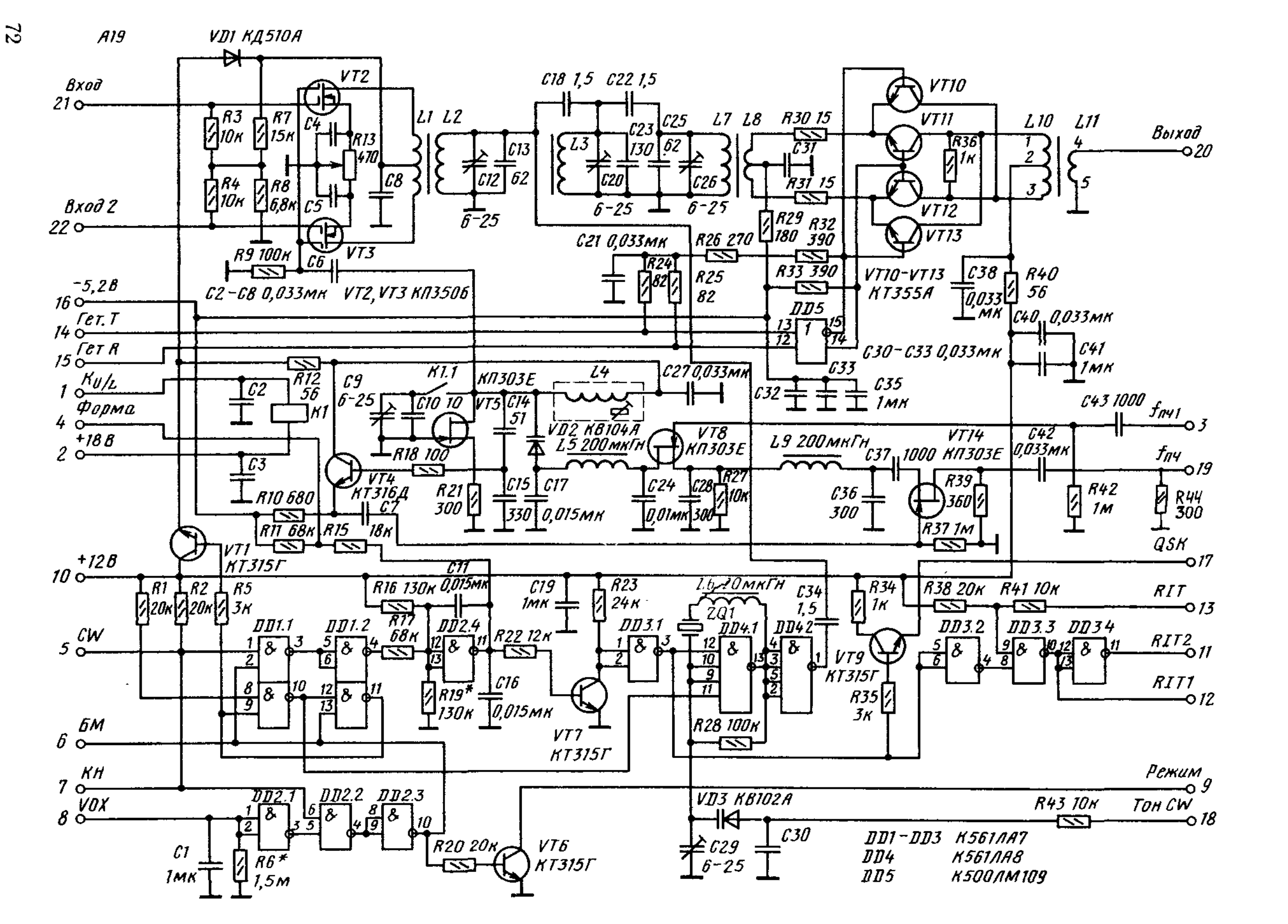

A19
VD1 КД510А
Вход
21
Вход 2
22
VT2
VT3
R3 10к
R7 15к
R4 10к
R8 6,8к
C4
C5
C6
R13 470
C8
R9 100к
C2–C8 0,033мк
VT2, VT3 КП350Б
L1 L2
C12
C13 62
6–25
C18 1,5
C22 1,5
L3
C20
C23 130
C25 62
C26
6–25
6–25
L7 L8
R30 15
C31
R31 15
R29 180
R32 390
R33 390
C21 0,033мк
R24 82
R25 82
R26 270
VT10
VT11
VT12
VT13
VT10–VT13 КТ355А
R36 1к
L10
L11
Выход
20
C38 0,033мк
R40 56
C40 0,033мк
C41 1мк
DD5
C30–C33 0,033мк
C32
C33
C35 1мк
-5,2В
16
Гет. Т
14
Гет R
15
$K_{U/L}$
1
Форма
4
+18В
2
R12 56
K1
C2
C3
C9 6–25
K1.1
C10 10
VT5
КП303Е
C14 51
L4
C27 0,033мк
VD2 КВ104А
L5 200мкГн
VT8 КП303Е
L9 200мкГн
C37 1000
VT14 КП303Е
C42 0,033мк
C43 1000
$f_{пч1}$
3
$f_{пч}$
19
VT4 КТ316Д
R18 100
R21 300
C15 330
C17 0,015мк
C24 0,01мк
C28 300
R27 10к
C36 300
R39 360
R37 1м
R42 1м
R44 300
R10 680
R11 68к
R15
C7 18к
QSK
17
VT1 КТ315Г
+12В
10
R1 20к
R2 20к
R5 3к
R16 130к
C11 0,015мк
C19 1мк
R23 24к
L6 20мкГн
ZQ1
C34 1,5
R34 1к
R38 20к
R41 10к
RIT
13
DD1.1
DD1.2
R17 68к
DD2.4
R19* 130к
R22 12к
C16 0,015мк
DD3.1
DD4.1
DD4.2
VT9 КТ315Г
R35 3к
DD3.2
DD3.3
DD3.4
RIT2
11
RIT1
12
CW
5
БМ
6
VT7 КТ315Г
R28 100к
КН
7
Режим
9
VOX
8
DD2.1
DD2.2
DD2.3
C1 1мк
R6* 1,5м
R20 20к
VT6 КТ315Г
VD3 КВ102А
C29 6–25
C30
R43 10к
Тон CW
18
DD1–DD3 К561ЛА7
DD4 К561ЛА8
DD5 К500ЛМ109

Рис. 30

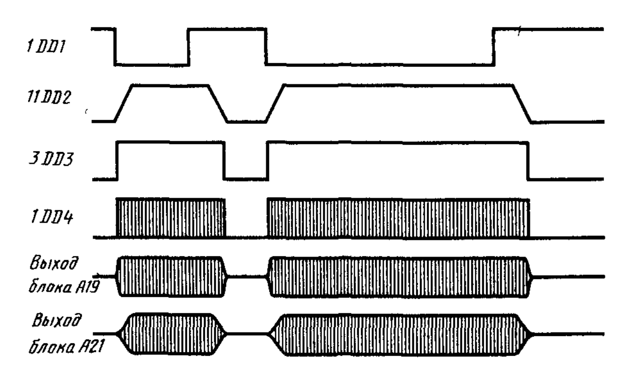


Рис. 31

DD3.2—DD3.4 формируют сигналы управления узлом расстройки. Формирование телеграфных посылок иллюстрируют временные диаграммы на рис. 31.

При нажатии кнопки «Передача SSB» или поступлении от усилителя-выпрямителя VOX на выводы 1, 2 элемента DD2.1 напряжения более +7 В на выводе 11 микросхемы DD1 появляется напряжение высокого уровня около +12 В. Через повторитель на транзисторе VT1 это напряжение подается для питания смесителя однополосного тракта передачи U1, выполненного на транзисторах VT2, VT3 и кольца ФАПЧ (G2, U2, Z2, U4), в котором названные узлы выполнены на элементах VT4, VT5, VT14, C28, L9, C36, C37, VT8. В режиме нормальной боковой полосы в кольце вырабатывается частота $f_{пч}+f_{пч1}$, т. е. около 8 457 кГц, а в режиме инверсной боковой $-f_{пч}-f_{пч1}$, т. е. около 7 459 кГц. В последнем случае к контуру L4, C14, C15 с помощью реле K1 подключаются конденсаторы C9, C10. Работает это кольцо так. Сигнал генератора на транзисторе VT5 через повторитель VT4 поступает на затвор транзистора VT14, включенного в режиме пассивного смесителя. На исток этого транзистора поступает напряжение от опорного генератора ПЧ G1 (АЧ) из блока ПЧЗЧ. Колебания разностной частоты выделяются фильтром C28L9C36C37 и подаются на исток ключевого пассивного фазового детектора VT8, на затвор которого поступает напряжение прямоугольной формы частотой 500 кГц из блока А7. Постоянная составляющая напряжения на стоке транзистора VT8, пропорциональная разности фаз сигналов на его истоке и затворе, фильтруется с помощью ФНЧ C24L5C17 и подается на варикап VD2, вызывая изменение частоты настройки генератора VT5 таким образом, чтобы частоты сигналов на истоке и затворе транзистора VT8 сравнялись.

Транзистор VT6 служит для перевода оконечного каскада усилителя мощности A21 из режима класса В при работе SSB в неглубокий режим С при работе CW путем закорачивания части напряжения смещения транзисторов оконечного каскада блока A21 открытым коллекторным переходом этого транзистора.

Схема усилителя мощности блока A21 (PA) представлена на рис. 32. Усилитель — трехкаскадный, все три каскада двухтактные, что облегчило достижение малого уровня интермодуляционных искажений и гармоник. Первый каскад выполнен на полевых тетродах VT1 и VT2. Радиочастотный сигнал подается на вход каскада через симметрирующий трансформатор T1 типа линии, нагруженный на сумму сопротивлений резисторов R2 и R4. Через эти резисторы на первые затворы транзисторов VT1 и VT2 поступает напряжение из цепи регулировки усиления. Эта регулировка, как и в УПЧ приемного тракта, производится по насыщению проходных характе-

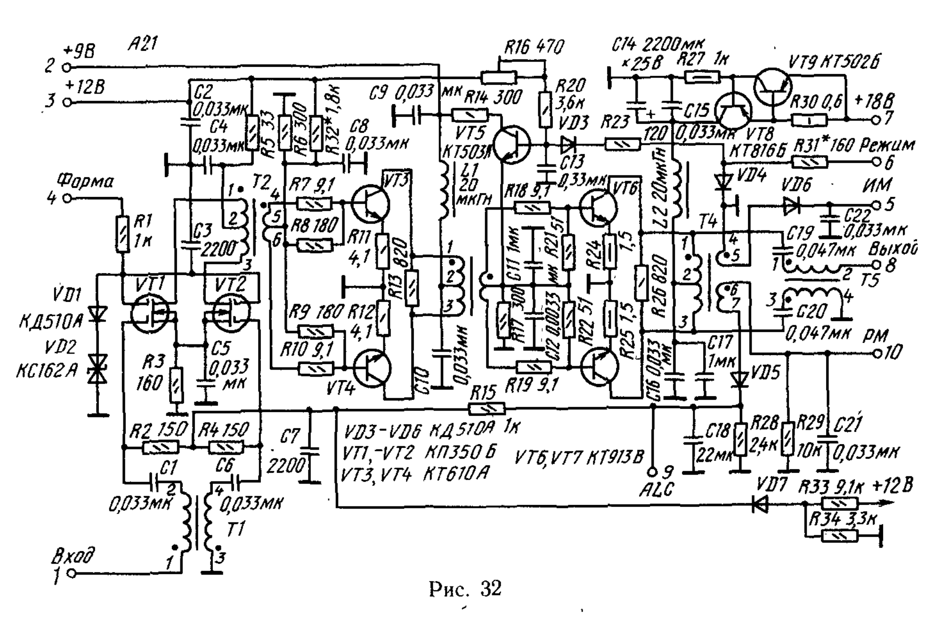


Рис. 32

ристик тетродов. На вторые затворы VI1 и VT2 через резистор R1 из блока А19 поступает напряжение трапецеидальной формы. Это напряжение плавно ограничено сверху с помощью цепи из диода VD1 и стабилитрона VD2, чем достигается плавность изменения уровня сигнала в верхней части телеграфных посылок. Второй каскад усиления выполнен на транзисторах VT3, VT4, которые работают в режиме А при токе 100—120 мА. Этот ток задается делителем R6, R32. Резисторы R7—R10, R13 предотвращают самовозбуждение каскада на УКВ. Линейность амплитудной и частотной характеристик каскада, а также его термостабильность повышены введением отрицательной обратной связи по току с помощью резисторов R11, R12.

Оконечный каскад выполнен на транзисторах VT6, VT7. Он также охвачен отрицательной обратной связью по току путем включения резисторов R24, R25. Выход каскада подключен к нагрузке через симметрирующий трансформатор T5. Назначение резисторов R18, R19, R21, R22, R26 такое же, как и аналогичных резисторов во втором каскаде. Ток через оконечный каскад ограничен на уровне около 1 А устройством на транзисторах VT8, VT9. Принцип действия устройства такой же, как у узлов защиты от перегрузок по току стабилизаторов отрицательных напряжений на плате А12.

Известно, что наилучшая линейность усилителя на биполярных транзисторах в режиме В достигается при питании его базовой цепи смещения от генератора стабильного напряжения. Это напряжение должно быть довольно точно установлено по минимуму интермодуляционных искажений, уменьшаться при повышении окружающей температуры и возрастать при ее снижении. Такой генератор напряжения выполнен на резисторах R16, R20, R23, диодах VD3, VD4. Его выходное сопротивление уменьшено с помощью повторителя на транзисторе VT5. Когда при работе телеграфом в блоке А19 открывается транзистор VT6, через него параллельно цепи VD3, R23, VD4 в блоке А21 подключается резистор R31, чем достигается

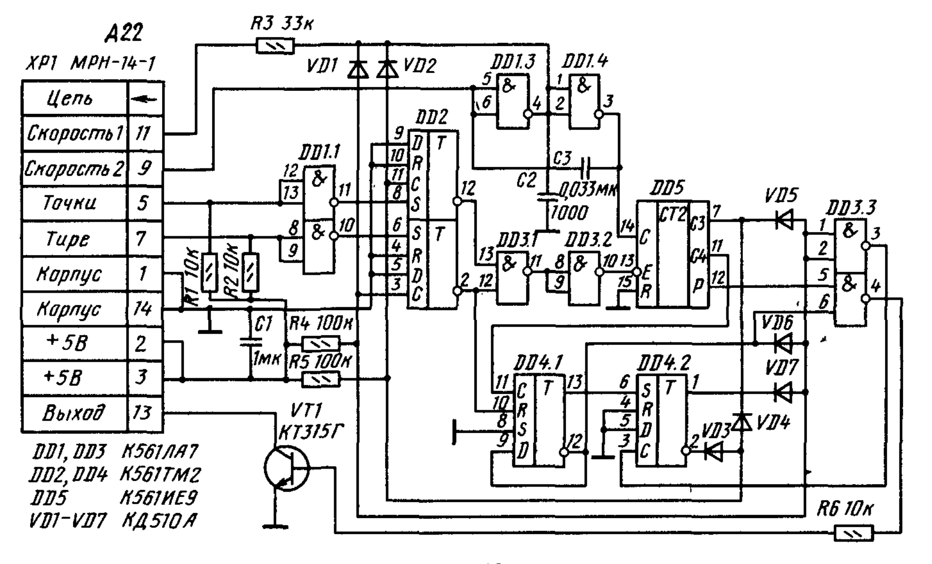


Рис. 33

уменьшение напряжения смещения выходных транзисторов, т. е. перевод их в неглубокий режим С.

Детектор UZ1 для измерения выходного напряжения передатчика выполнен на диоде VD6. На диоде VD5 выполнен детектор UZ2 цепи ALC и регулировки мощности. Этот диод начинает детектировать, лишь когда амплитуда радиочастотного напряжения на обмотке 6—7 трансформатора Т4 превысит напряжение смещения, поступающее с движка резистора R2 блока А17. С делителя R33, R34 через развязывающий диод VD7 подается начальное смещение на первые затворы транзисторов VT1, VT2.

На рис. 33 представлена схема блока телеграфного ключа А22 (ТК), а на рис. 34 — временные диаграммы его работы. Скорость передачи задает тактовый генератор, выполненный на элементах DD1.3, DD1.4. Его частоту можно регулировать с помощью внешнего переменного резистора (R5 «Speed» на рис. 36), подключаемого через контакты 9 и 5 разъема XP1, и изменять скорость передачи в пределах примерно 60—200 знаков в минуту. Тактовый генератор работает непрерывно (рис. 34,5), чем достигнута высокая четкость работы ключа, а его частота в 8 раз выше частоты «точек», что делает задержку формирования посылок по отношению к моментам нажатия на манипулятор практически незаметной для оператора. Ключ обладает памятью на одну посылку, т. е. если во время передачи точки кратковременно замкнуть контакт «тире», по окончании выдачи точки и равной ей по длительности паузы ключ сформирует тире, а если во время передачи тире замкнуть контакт „точка", она будет выдана после тире и паузы.

Действие ключа рассмотрим на примере формирования буквы Р (рис. 34). Манипуляцию ведут путем замыкания с цепью «земля» входов 12, 13 (точки) и 8, 9 (тире) логических элементов DD1.1, т. е. подачи на эти входы напряжения низкого уровня. Сразу с поступлением этого напряжения на входы 12, 13 микросхемы DD1.1

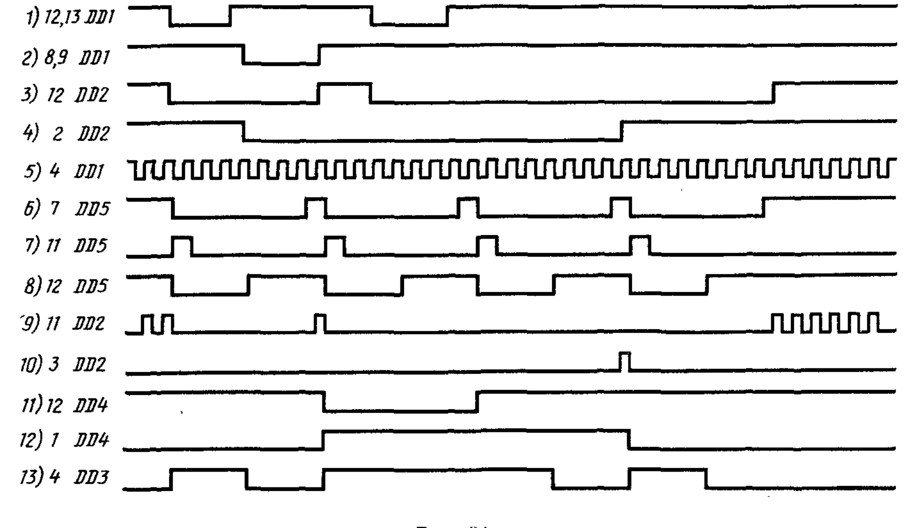


Рис. 34

(рис. 34,1) на ее выходе 11 установится напряжение высокого уровня, которое поступит на триггер памяти точки DD2 (верхний по схеме) и на его инверсном выходе 12 (рис. 34,3) будет напряжение низкого уровня. Это напряжение через элементы DD3.1, DD3.2 поступает на вход 13 счетчика-делителя на восемь DD5, разрешая его работу по положительным фронтам счетных импульсов, поступающих на его вход 14 [инверсия импульсов на рис. 34,5]. На выходе 12 счетчика формируется напряжение низкого уровня (рис. 34,8), которое через нижний (по схеме) элемент DD3.3 поступает с инверсией (рис. 34,13) на базу выходного транзистора VT1, и длительность которого равна четырем периодам частоты тактовых импульсов. Через семь периодов этой частоты появляется напряжение высокого уровня на выводе *7* счетчика DD5.

С приходом восьмого тактового импульса на выходе открытой схемы совпадения R5, VD2, VD3, VD4, соединенном с входом C триггера памяти точки, возникает импульс (рис. 34,9), по положительному фронту которого этот триггер переходит в состояние, определяемое логическим уровнем на его входе D, т. е. напряжением низкого уровня (рис. 34,3). В данном случае, однако, работа ключа не прерывается. Во время формирования точки и паузы замкнут контакт тире, напряжение низкого уровня поступает на входы 8, 9 нижнего (по схеме) элемента DD1.1 (рис. 34,2). На триггере памяти тире DD2 (нижний по схеме) установится напряжение высокого уровня. Разрешающее работу счетчика DD5 напряжение низкого уровня продолжает поступать на его вход 13, теперь с выхода 2 микросхемы DD2 (рис. 34,4). Этим же напряжением, поступающим на вход 10 счетного триггера DD4.1, разрешается работа этого триггера. И в момент поступления на его вход C положительного фронта импульса с вывода 11 счетчика DD5, совпадающего с отрицательным фронтом импульса точки с вывода *12* счетчика, на триггере DD4.1 установится напряжение высокого уровня (рис. 34,11, инверсный выход). Оно переведет триггер DD4.2 по входу S также в состояние высокого уровня (рис. 34,12).

Импульс сброса на входе С триггера памяти тире (DD2, нижнего по схеме), т. е. на выходе схемы совпадения VD1, VD5, VD6, VD7, R4 (рис. 34,10), возникает только при совпадении импульсов с напряжением высокого уровня на выходах 7 счетчика DD5, 12 триггера DD4.1, 1 триггера DD4.2 и тактового импульса на выводе 4 элемента DD1.3 (соответственно диаграммы 6, 11, 12, 5 на рис. 34). Это происходит по завершении формирования посылки тире, которая образуется путем сложения по ИЛИ и инверсии импульсов с напряжением низкого уровня на выходе *12* счетчика DD5 и на выходе 12 триггера-делителя на два DD4.1 и паузы.

Во время формирования тире напряжением низкого уровня с инверсного выхода *2 триггера DD4.2 закрывается схема совпадения R5, VD2, VD3, VD4. Поэтому* импульс сброса на вход С триггера памяти точки (DD2, на схеме верхний) поступить не может. Если в это время кратковременно замкнуть контакт манипулятора точки (рис. 34,2), по окончании выдачи тире и паузы будет сформирована точка (рис. 34,13). Когда передачи нет, на вход 11 триггера DD2 с частотой тактового генератора поступают импульсы сброса.

Плата включения расстройки приемника А23 (ВРП) используется только в дополнительном приемнике для управления его узлом расстройки (рис. 35). Расстройка включается кнопкой SB1 на плате А9 дополнительного приемника и коммутируется поступающим из трансивера сигналом QSK, повторяющим форму сигнала на выходе компаратора VT7, DD3.1 (блок А19, рис. 31,3). Делитель R1, R2 на плате А23 гасит напряжение сигнала QSK до 5 В (напряжение питания микросхемы DD1), а также снимает статический потенциал с высокоомного входа 1, 2 элемента DD1.1 при независимой работе приемника, позволяя использовать переменный резистор «RIT» в качестве органа точной подстройки или весь узел расстройки в качестве памяти частоты, удобной, например, при наблюдении за работой двух радиостанций, частоты излучения которых несколько различаются.

На рис. 36 приведена схема блока питания, межблочных соединений и соединений элементов, размещенных непосредственно на шасси аппарата. В блоке питания использован унифицированный трансформатор типа ТН-46-127/220-50 или ТН-46-220-50, имеющий четыре одинаковые вторичные обмотки с напряжением около 6,5 В каждая и рассчитанные на ток около 2,6 А. Нестабилизированные напряжения ± 9, ± 18 В и отдельно $+18$ В «Т» (для питания оконечного каскада передатчика) получены от двухполупериодных выпрямителей, выполненных на диодных мостах VD1, VD3, VD4 соответственно. Для питания анодных цепей индикатора частотомера служит выпрямитель с удвоением напряжения VD2. Его отрицательный вывод соединен с выходом выпрямителя $+18$ В, поэтому напряжение на конденсаторе С1 при подключенной нагрузке близко к $+50$ В. Стабилизированное напряжение $+5$ В получено с по-

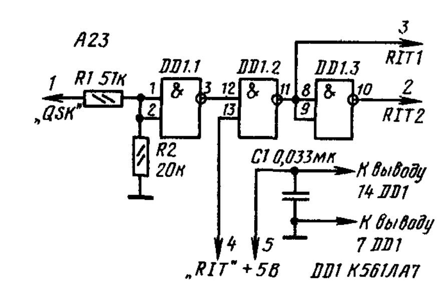


Рис. 35

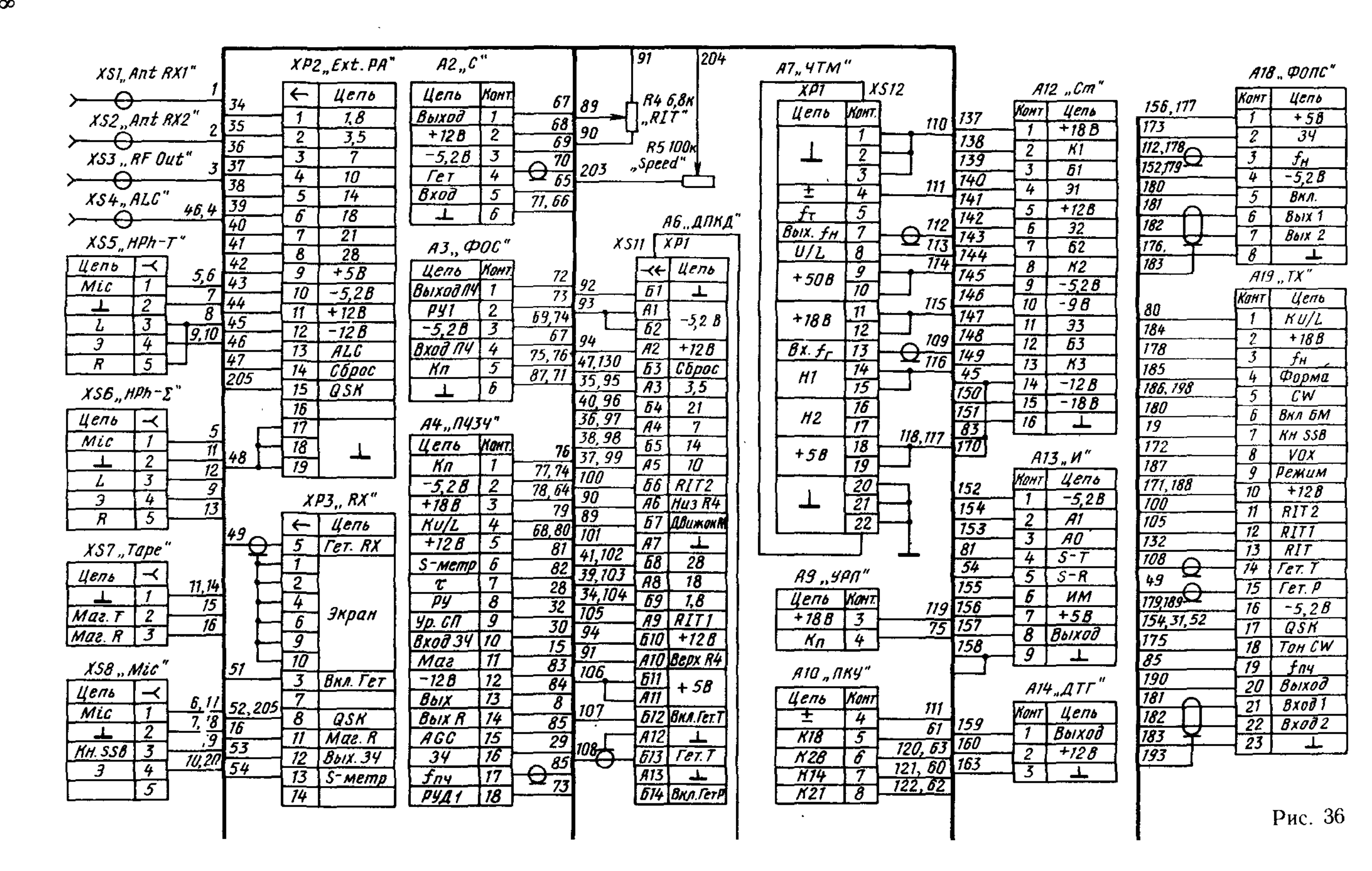
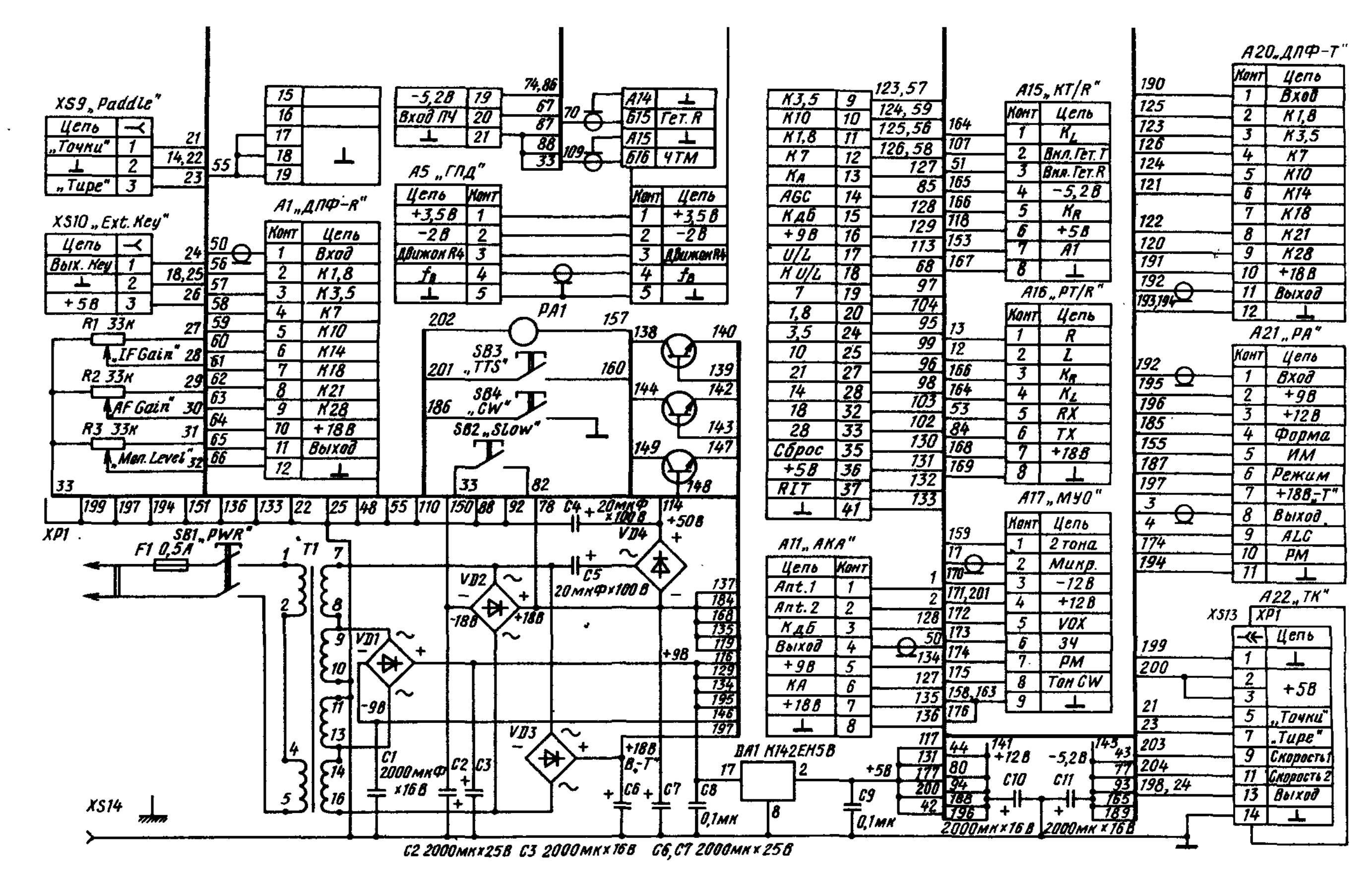

XS1 „Ant RX1"
XS2 „Ant RX2"
XS3 „RF Out"
XS4 „ALC"
XS5 „HPh-T"
Цепь Mic ⊥ L Э R
XS6 „HPh-Σ"
Цепь Mic ⊥ L Э R
XS7 „Tape"
Цепь ⊥ Маг. T Маг. R
XS8 „Mic"
Цепь Mic ⊥ Кн. SSB Э
XP2 „Ext. PA"
Цепь 1,8 3,5 7 10 14 18 21 28 +5В −5,2В +12В −12В ALC Сброс QSK ⊥
XP3 „RX"
Цепь Гет. RX Экран Вкл. Гет QSK Маг. R Вых. 3Ч S-метр
A2 „С"
Цепь Конт. Выход +12В −5,2В Гет Вход ⊥
A3 „ФОС"
Цепь Конт. Выход ПЧ РУ1 −5,2В Вход ПЧ Кп ⊥
A4 „ПЧ3Ч"
Цепь Конт. Кп −5,2В +18В Ku/L +12В S-метр τ РУ Ур. СП Вход 3Ч Маг −12В Вых Вых R AGC 3Ч fпч РУД1
R4 6,8к „RIT"
R5 100к „Speed"
A6 „ДПКД"
XS11 XP1
Цепь ⊥ −5,2В +12В Сброс 3,5 21 7 14 10 RIT2 Низ R4 Движок R4 ⊥ 28 18 1,8 RIT1 +12В Верх R4 +5В Вкл. Гет. T ⊥ Гет. T ⊥ Вкл. Гет. R
A7 „ЧТМ"
XP1 XS12
Цепь Конт. ⊥ ± fт Вых. fн U/L +50В +18В Вх. fг Н1 Н2 +5В ⊥
A9 „УРП"
Цепь Конт. +18В Кп
A10 „ПКУ"
Цепь Конт. ± К18 К28 К14 К21
A12 „См"
Конт Цепь +18В К1 Б1 Э1 +12В Э2 Б2 К2 −5,2В −9В Э3 Б3 К3 −12В −18В ⊥
A13 „И"
Конт Цепь −5,2В А1 А0 S-T S-R ИМ +5В Выход ⊥
A14 „ДТГ"
Конт Цепь Выход +12В ⊥
A18 „ФОПС"
Конт Цепь +5В 3Ч fн −5,2В Вкл. Вых 1 Вых 2 ⊥
A19 „TX"
Конт Цепь KU/L +18В fн Форма CW Вкл БМ Кн SSB VOX Режим +12В RIT2 RIT1 RIT Гет. T Гет. P −5,2В QSK Тон CW fпч Выход Вход 1 Вход 2 ⊥

Рис. 36



XS9 „Paddle"
Цепь
„Точки" 1
2
„Тире" 3
XS10 „Ext. Key"
Цепь
Вых. Key 1
2
+5В 3
R1 33к
„IF Gain"
R2 33к
„AF Gain"
R3 33к
„Mon. Level"
A1 „ДПФ-R"
Конт Цепь
1 Вход
2 К1,8
3 К3,5
4 К7
5 К10
6 К14
7 К18
8 К21
9 К28
10 +18В
11 Выход
12
-5,2В 19
Вход ПЧ 20
21
A5 „ГПД"
Цепь Конт
+3,5В 1
-2В 2
Движок R4 3
fв 4
5
A14
Б15 Гет. R
A15
Б16 ЧТМ
Конт Цепь
1 +3,5В
2 -2В
3 Движок R4
4 fв
5
PA1
SB3 „TTS"
SB4 „CW"
SB2 „Slow"
К3,5 9
К10 10
К1,8 11
К7 12
КА 13
AGC 14
Кдб 15
+9В 16
U/L 17
К U/L 18
7 19
1,8 20
3,5 24
10 25
21 27
14 28
18 32
28 33
Сброс 35
+5В 36
RIT 37
41
A15 „КТ/R"
Конт Цепь
1 КL
2 Вкл. Гет. Т
3 Вкл. Гет. R
4 -5,2В
5 КR
6 +5В
7 А1
8
A16 „РТ/R"
Конт Цепь
1 R
2 L
3 КR
4 КL
5 RX
6 TX
7 +18В
8
A17 „МУО"
Конт Цепь
1 2 тона
2 Микр.
3 -12В
4 +12В
5 VOX
6 ЗЧ
7 РМ
8 Тон CW
9
A20 „ДПФ-Т"
Конт Цепь
1 Вход
2 К1,8
3 К3,5
4 К7
5 К10
6 К14
7 К18
8 К21
9 К28
10 +18В
11 Выход
12
A21 „РА"
Конт Цепь
1 Вход
2 +9В
3 +12В
4 Форма
5 ИМ
6 Режим
7 +18В „Т"
8 Выход
9 ALC
10 РМ
11
A11 „АКА"
Цепь Конт
Ant. 1 1
Ant. 2 2
Кдб 3
Выход 4
+9В 5
КА 6
+18В 7
8
A22 „ТК"
XS13 XP1
Цепь
1
2 +5В
3
5 „Точки"
7 „Тире"
9 Скорость 1
11 Скорость 2
13 Выход
14
XP1
F1 0,5А
SB1 „PWR"
T1
C4 20мкФ×100В
+50В
VD4
C5 20мкФ×100В
VD2
-18В
+18В
VD1
-9В
+9В
VD3
+18В „Т"
C1 2000мкФ×16В
C2
C3
C6
C7
C8 0,1мк
DA1 К142ЕН5В
+5В
C9 0,1мк
+12В
-5,2В
C10
C11
2000мк×16В
2000мк×16В
XS14
C2 2000мк×25В C3 2000мк×16В C6, C7 2000мк×25В

мощью специализированной микросхемы — стабилизатора DA1. Транзисторы VT1—VT3 — регулирующие для стабилизаторов остальных стабилизированных напряжений, размещенных на плате A12 (см. рис. 21).

Разъемы внешних соединений рассчитаны на подключение: сети — XP1; двух приемных антенн — XS1, XS2; передающей антенны или радиочастотного входа внешнего усилителя мощности — XS3; выхода детектора напряжения ALC внешнего усилителя мощности — XS4; гарнитуры, телефоны которой подключены либо только к выходу УЗЧ трансивера — XS5, либо через коммутатор A16 к выходу УЗЧ трансивера и (или) дополнительного приемника — XS6; стереомагнитофона, один канал которого можно использовать для записи с выхода ЗЧ трансивера, другой — с дополнительного приемника — XS7; отдельно микрофона и кнопки (педали), включающей передатчик в режиме SSB—XS8; манипулятора внутреннего телеграфного ключа — XS9; контактов или открытого коллекторного выхода внешнего телеграфного ключа — XS10; устройств автоматики внешнего усилителя мощности и их слаботочных цепей питания — XP2; кабеля связи с дополнительным приемником — XP3. Межблочные соединения выполнены в основном пайкой непосредственно к соответствующим контактным площадкам плат, за исключением A6, A7, A22, соединения с которыми сделаны разъемными (соответственно розетки XS11, XS12, XS13). Имеется также связанная электрически с корпусом аппарата клемма «заземления» XS14.

Схема электрических соединений дополнительного приемника индивидуальной радиостанции отличается от приведенной на рис. 36 следующим. Разъемы XP2, XS3, XS4, XS6, XS8—XS10, XS13, блоки A13—A22 и связанные с ними цепи отсутствуют. Цепь 15 соединена с цепью 16. Выход *13* блока A4 соединен с контактом 12 вилки XP3, а выход 6 (A4) — с контактом 13—XP3, контакт Б12 розетки XS11—с 3— XP3, Б13—XS11—с 5—XP3. Контакт 8—XP3 с правым по схеме выводом резистора R3 соединен через дополнительный переключатель SB5, а с входом 1 платы A23 (рис. 35) — непосредственно. Вход 4 платы A23 соединен с выходом 37 платы A10, а выходы 2 и 3 платы A23 — с контактами Б6 и A9 розетки XS11. В блоке питания отсутствует диодный мост VD3 и конденсатор C6. Нет также резистора R5, миллиамперметра PA1, переключателей SB3, SB4.

КОНСТРУКЦИЯ ШАССИ И КОЖУХА ТРАНСИВЕРА

Сборочный чертеж шасси трансивера (вид сверху) представлен на рис. 37, а деталировка — на рис. 38.

Аппарат собран на дюралюминиевом шасси. К лицевой панели 1 винтами М3 прикреплена продольная перегородка 3, с которой винтами М3 впотай соединена продольно-поперечная перегородка 4. Между этими тремя деталями размещена панель 5 ключа и частотомера. Между перегородками 3 и 4 укреплена панель 6 конденсаторов блока питания (винтами М3 впотай) и задняя стенка 7 (винтами М4, нижние с гайкой и контргайкой). Задняя стенка может откидываться наружу на нижних винтах при удалении верхних, чем обеспечен свободный доступ к расположенным на ней узлам, а также к узлам блока питания. К перегородке 4 справа винтами М3 впотай прикреплена поперечная перегородка 8, к которой, в свою очередь, прикреплен радиатор 9 усилителя мощности. Радиатор связан с перегородкой 4 и посредством экрана 16.

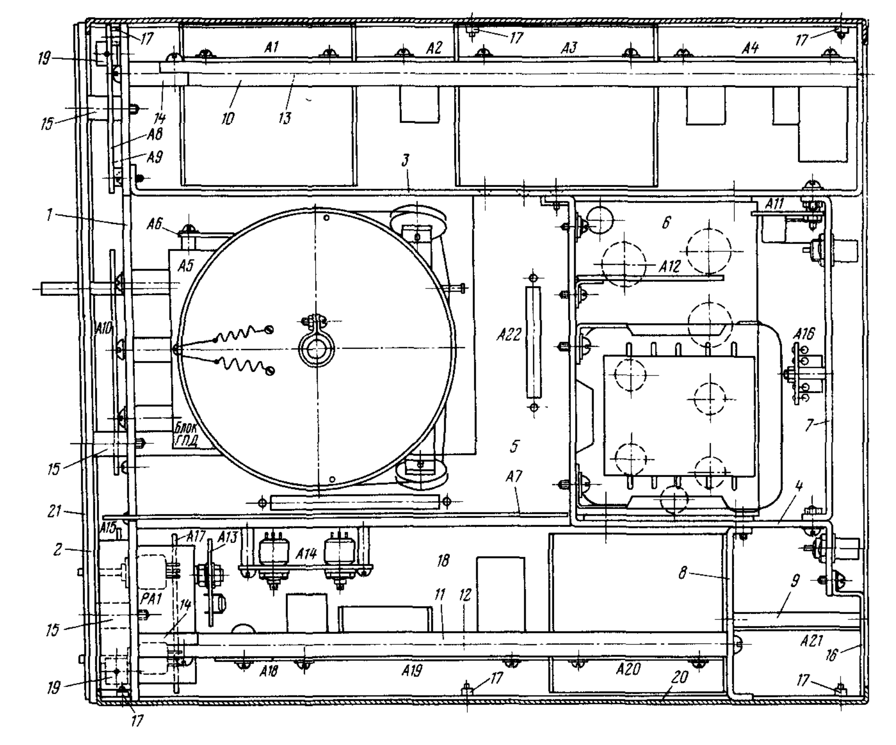
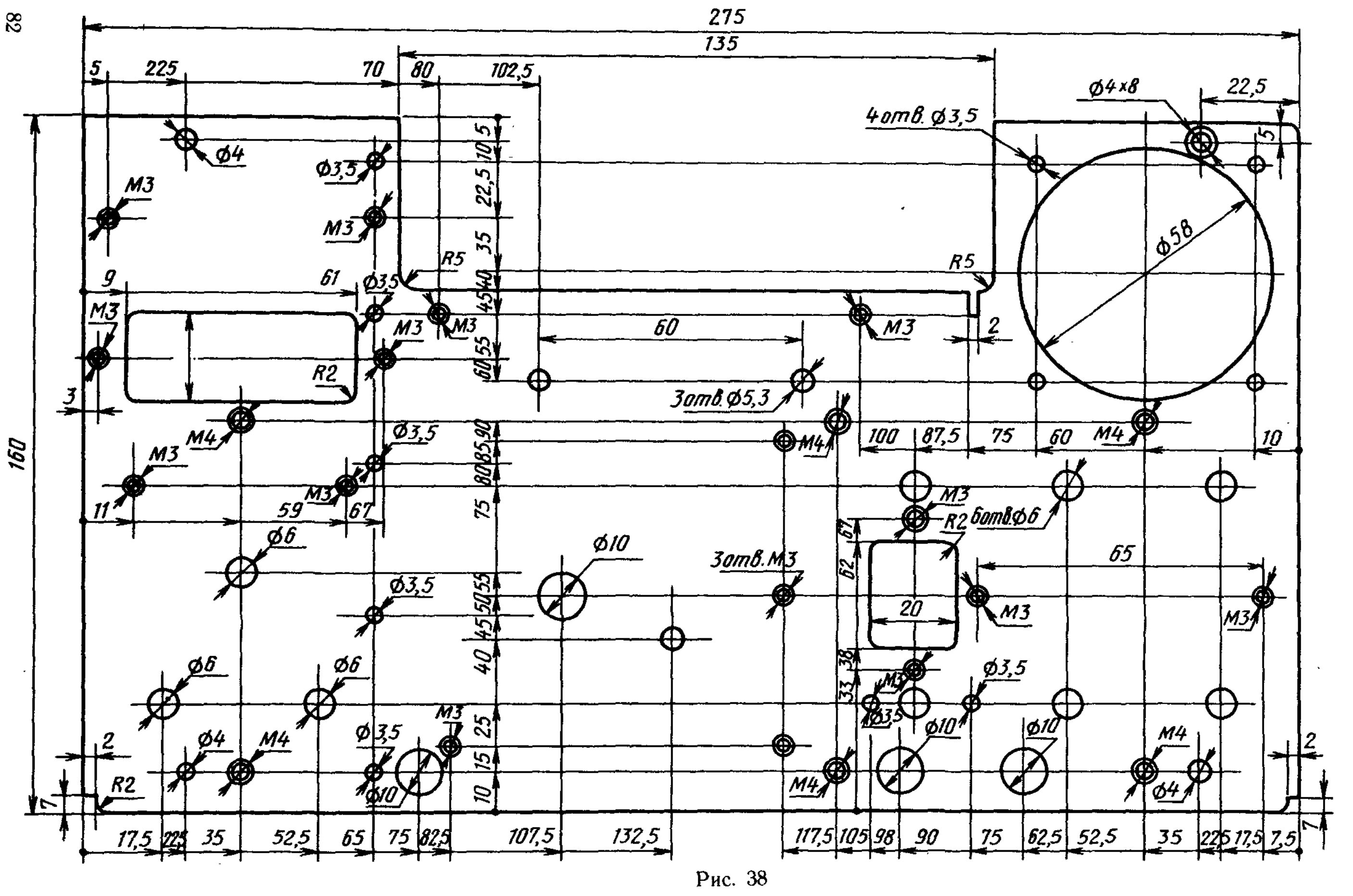


Рис. 37

Дополнительную жесткость всей конструкции придают четыре цилиндрические стяжки 10—13, верхние из которых связаны с лицевой панелью 1 через стойки 14. Лицевая фальшпанель 2 прикреплена к лицевой панели 1 шестью винтами М4 впотай на стойках 15. Шасси плотно вставляется в дно 18, при этом передняя отбортовка дна упирается изнутри в фальшпанель 2, а прикрепленные винтами М2,5 к дну угольники 19 — в лицевую панель 1 спереди. Сверху шасси накрыто П-образным кожухом 20, который крепится к дну 18 шестью винтами М2,5 впотай, ввинчиваемыми в резьбовые втулки («бонки») 17, завальцованные в боковые отбортовки дна. Кожух 20, дно 18, лицевая фальшпанель и задняя стенка 7 окрашены снаружи черной матовой эмалью, после чего на фальшпанель нанесены гравировки названий органов управления, а на заднюю стенку — гравировки названий разъемов. Спереди к верхней части фальшпанели приклеена декоративная маска 21 из темно-серого дымчатого оргстекла.

Блоки приемного тракта — ДПФ-RX, С, ФОС, ПЧЗЧ — укреплены на левых стяжках 10 и 13, а передающего тракта — ФОПС, ТХ и ДПФ-ТХ — на правых стяжках 11 и 12, выводами вниз. Если удалить винты крепления верхних стяжек, эти две группы блоков можно поворачивать вокруг осей нижних стяжек и откидывать наружу, чем достигнут свободный доступ к блокам со стороны установки деталей.

Платы квазисенсорного управления КД, УРП, ПКУ, КТ/R прикреплены к лицевой панели винтами М3 на трехмиллиметровых стойках между лицевой и фальш-



275
135
5
225
70
80
102,5
Ø4×8
22,5
4отв. Ø3,5
Ø4
Ø3,5
M3
10,5
22,5
35
R5
Ø58
9
61
M3
60
2
R2
3отв. Ø5,3
3
M4
Ø3,5
100
87,5
75
60
10
160
11
59
67
6отв. Ø6
Ø6
Ø10
3отв. M3
65
62
20
Ø4
R2
7
17,5
35
52,5
65
75
82,5
107,5
132,5
117,5
105
98
90
62,5
7,5

Рис. 38

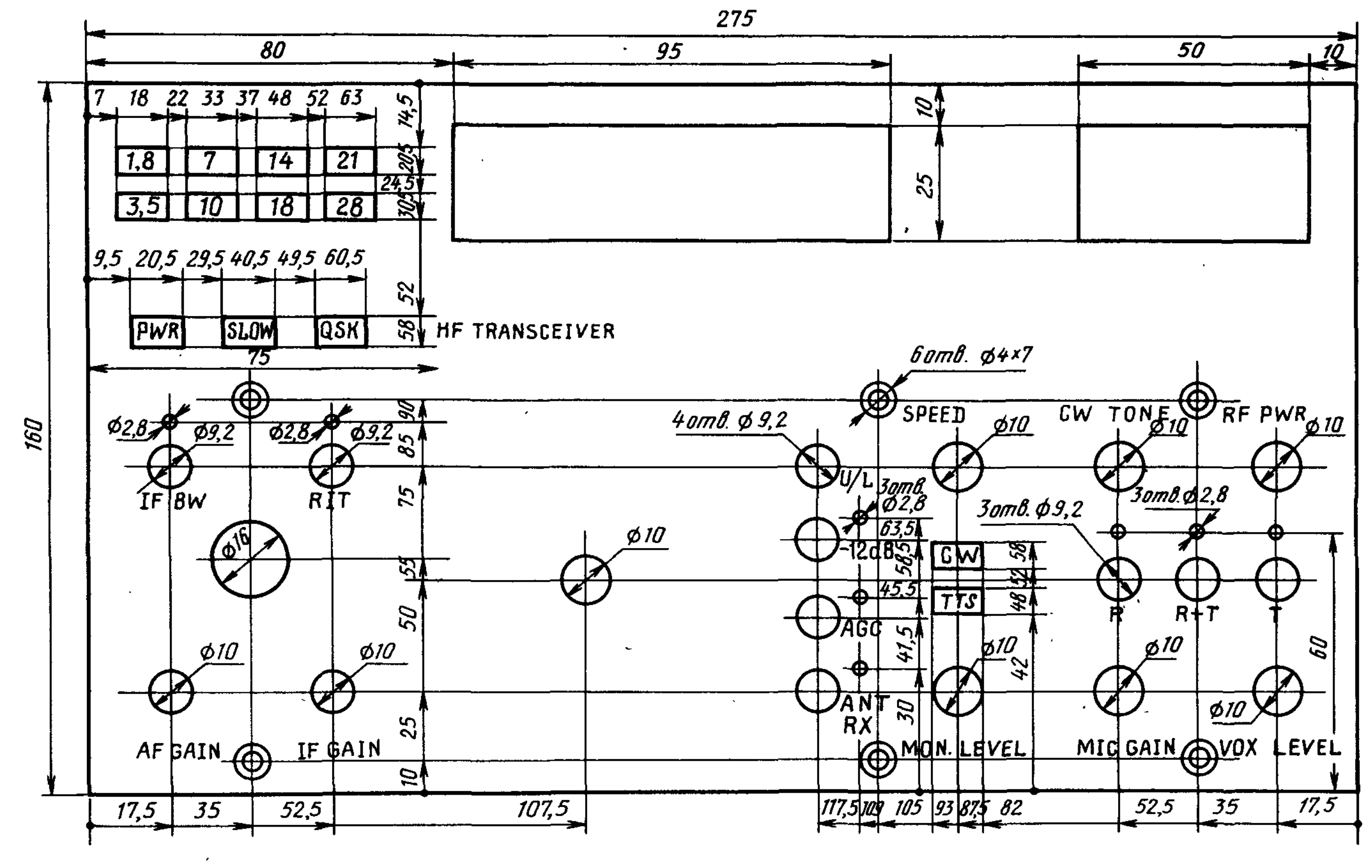


Рис. 38. Продолжение

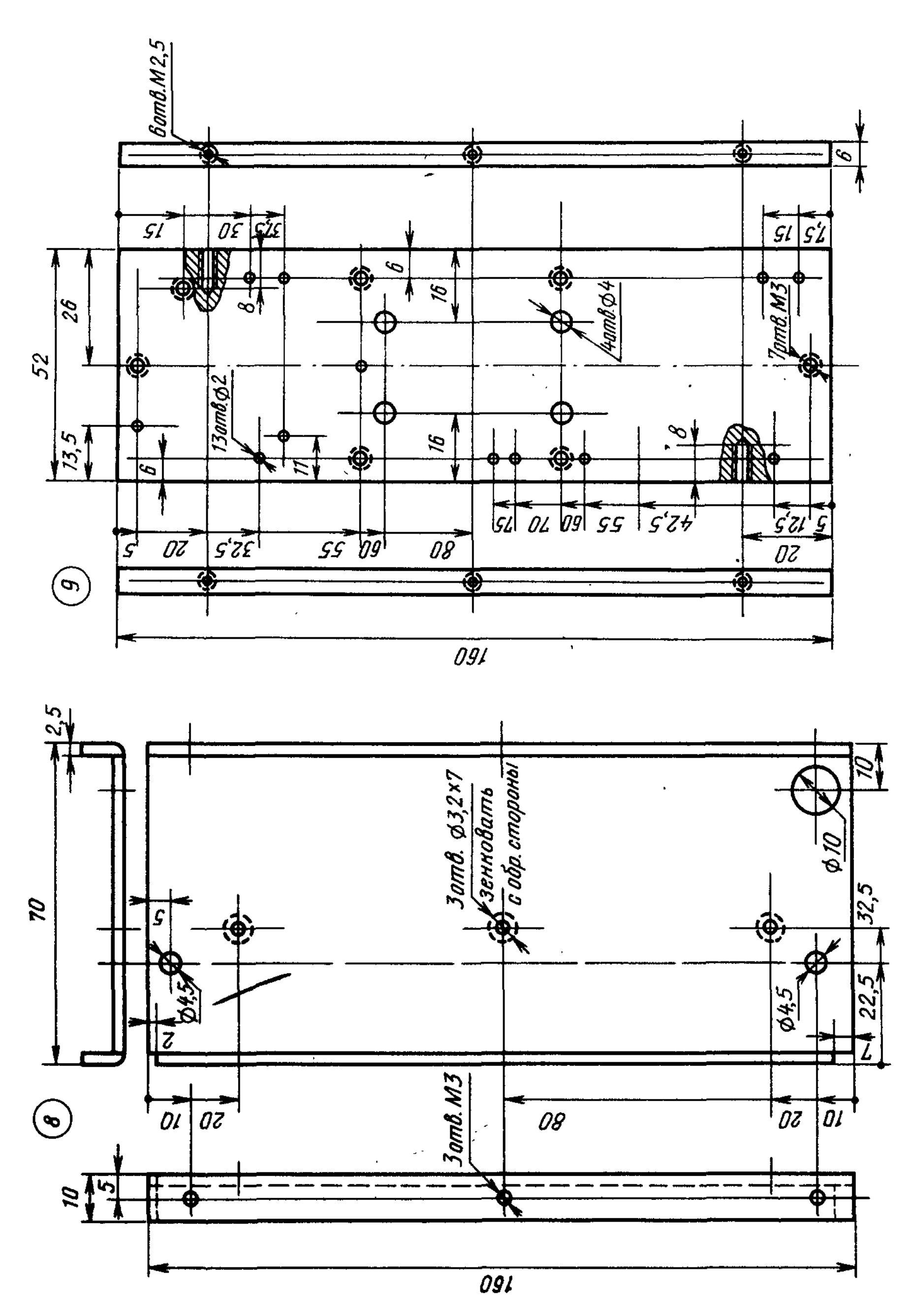


Рис. 38. Продолжение

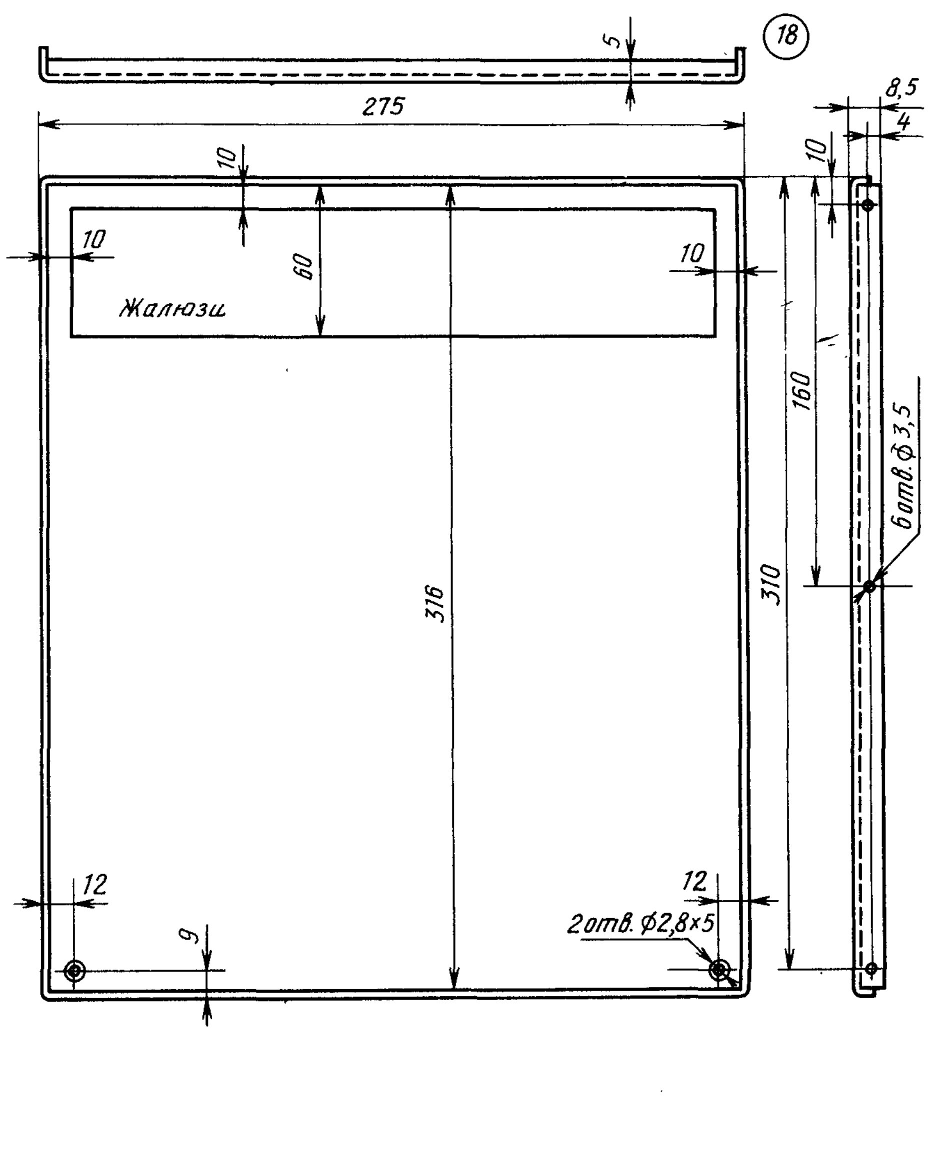


Рис. 38. Продолжение

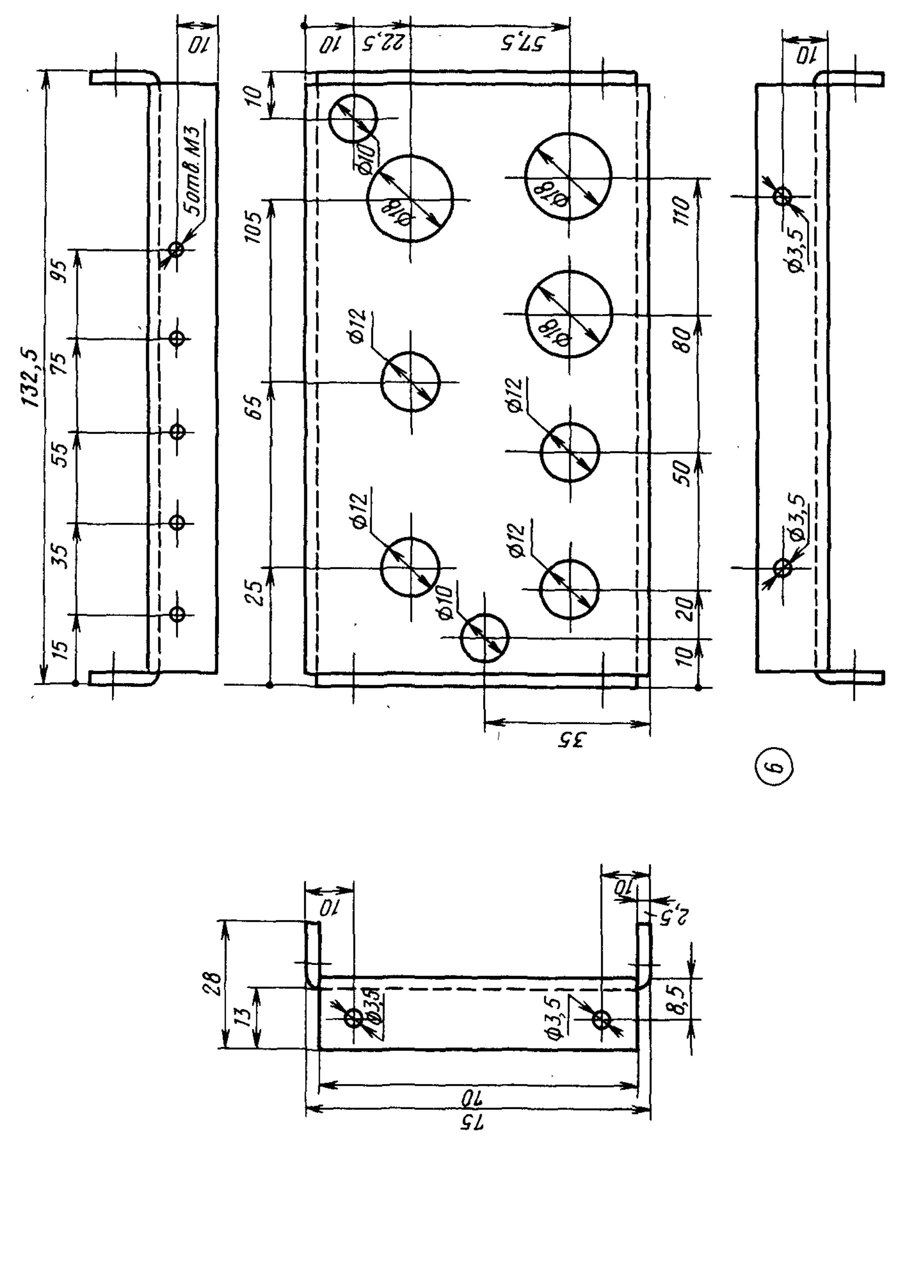


Рис. 38. Продолжение

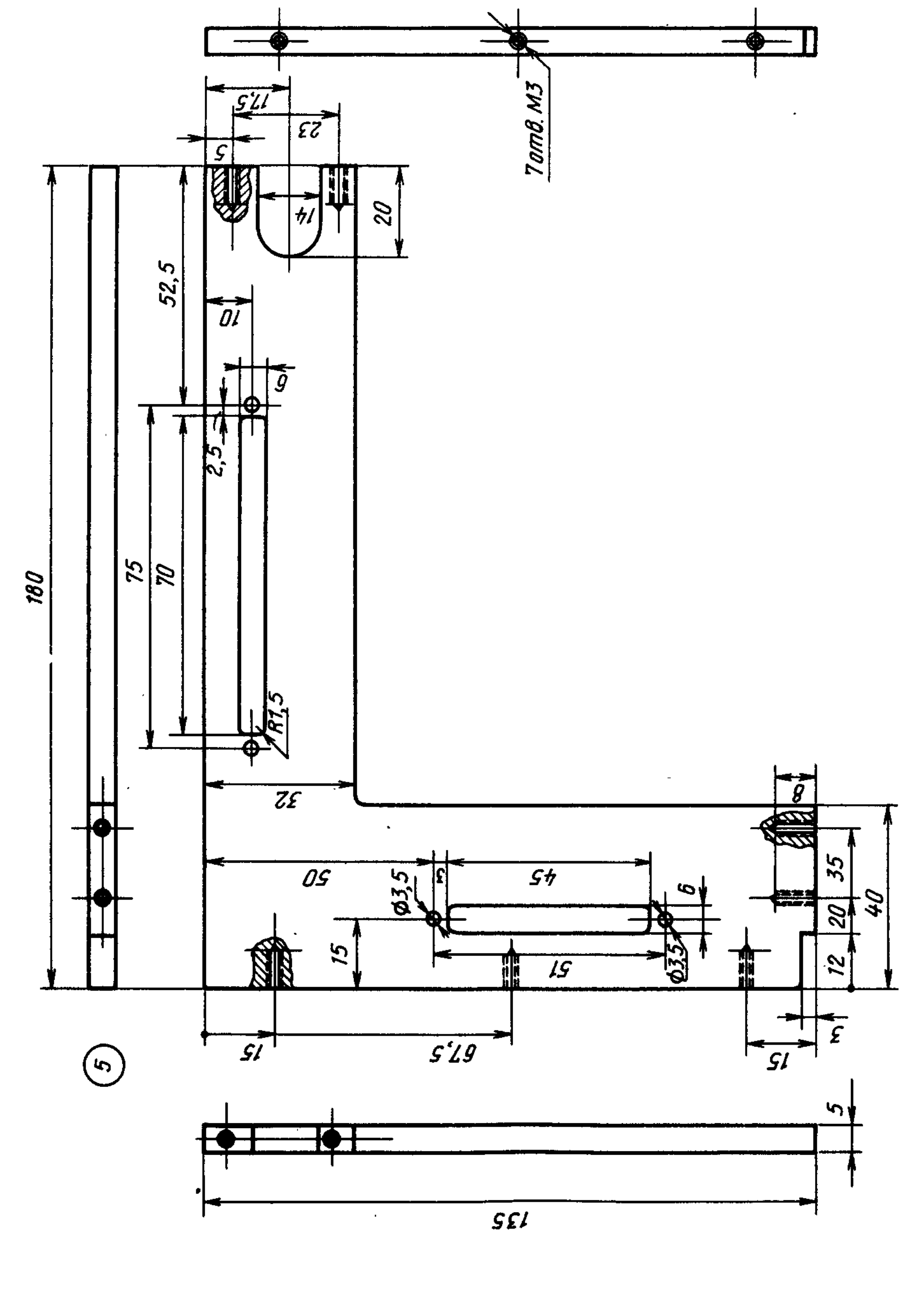


Рис. 38. Продолжение

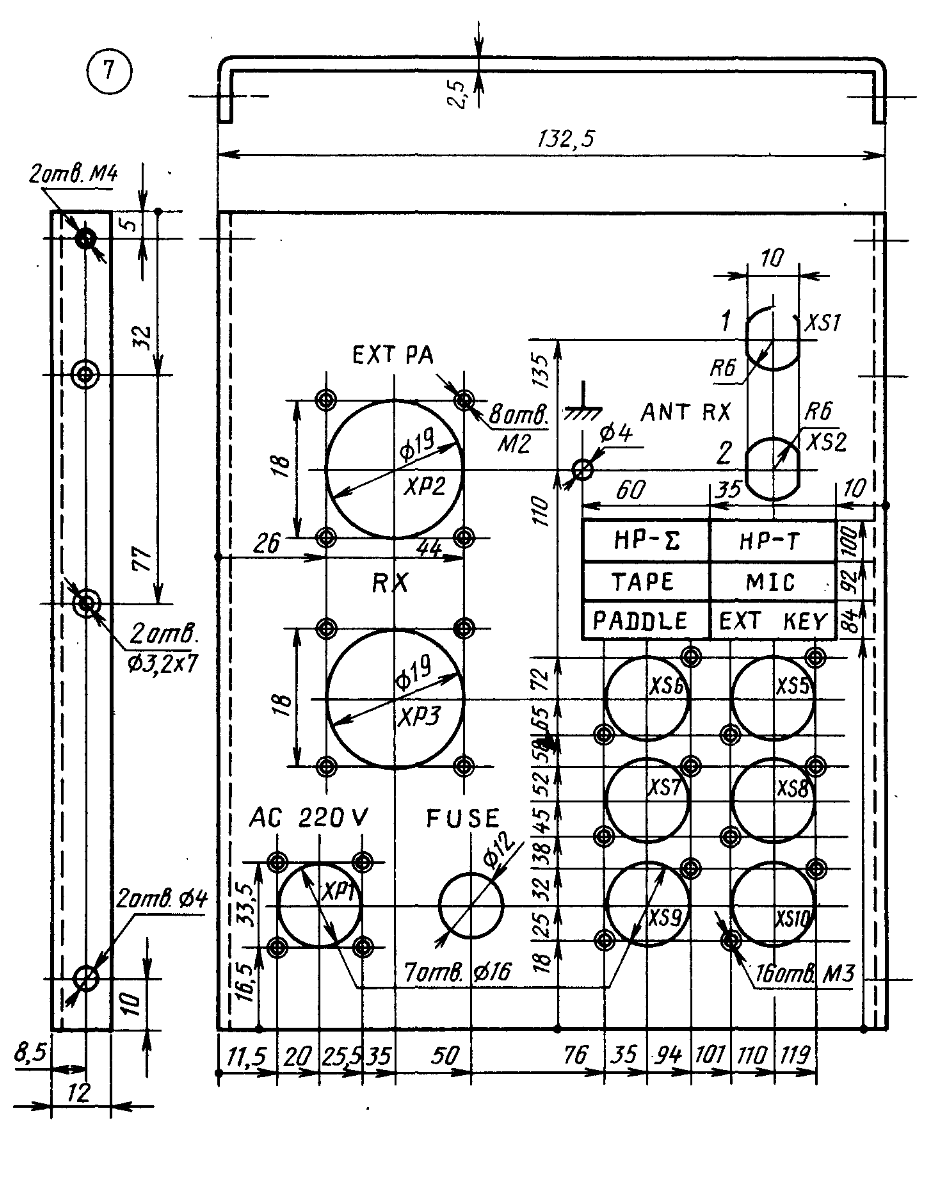


Рис. 38. Продолжение

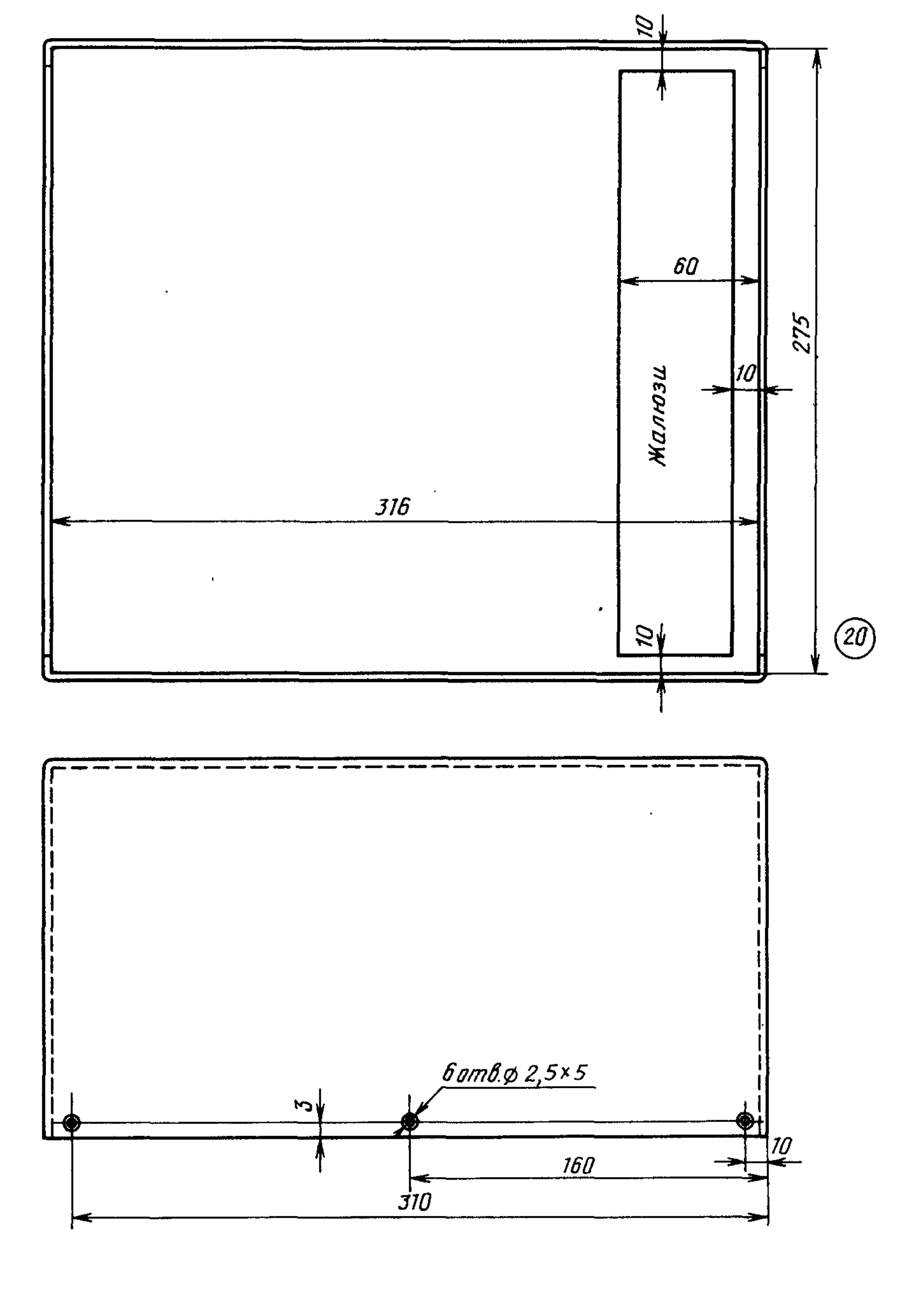


Рис. 38. Продолжение

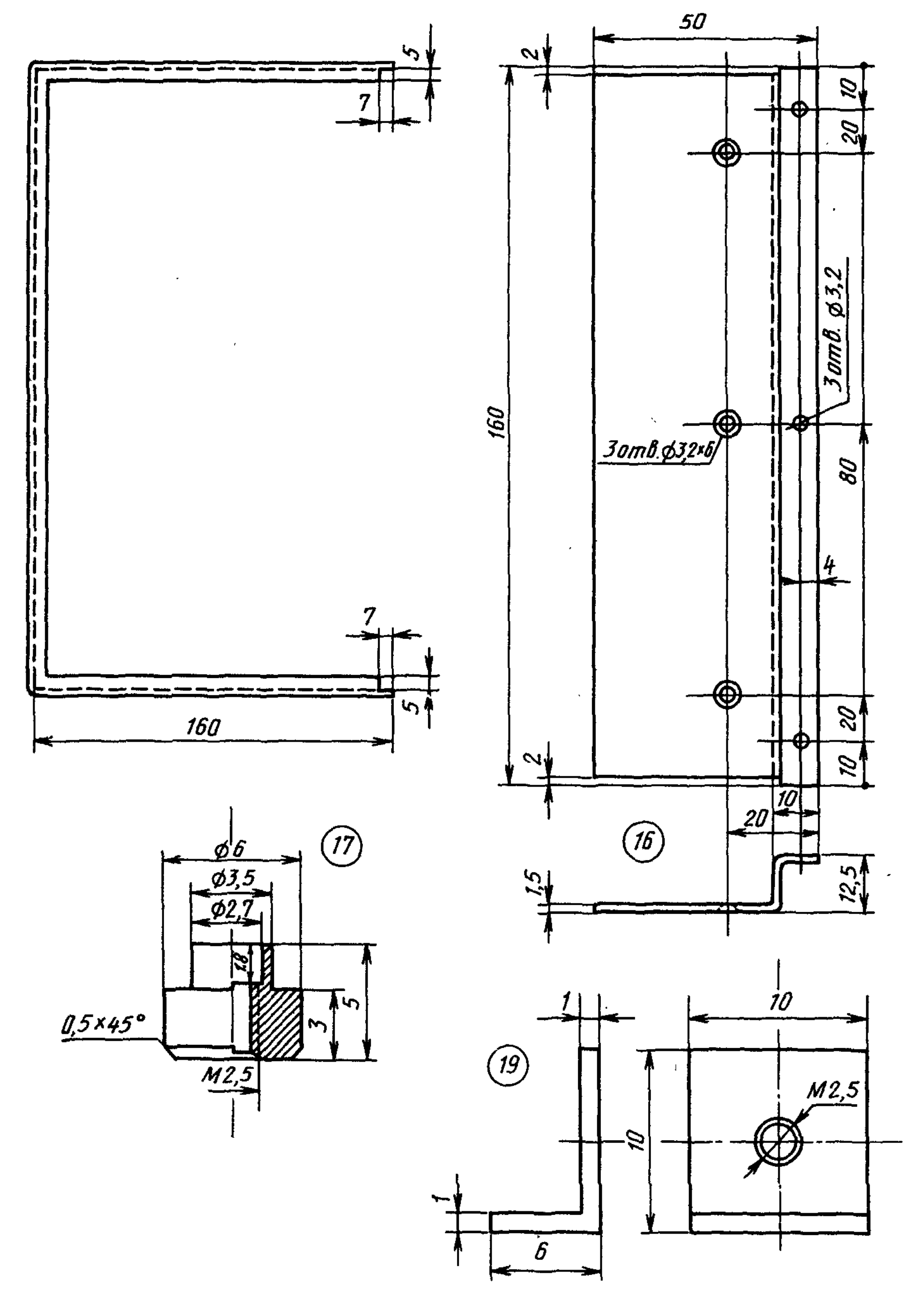


Рис. 38. Продолжение

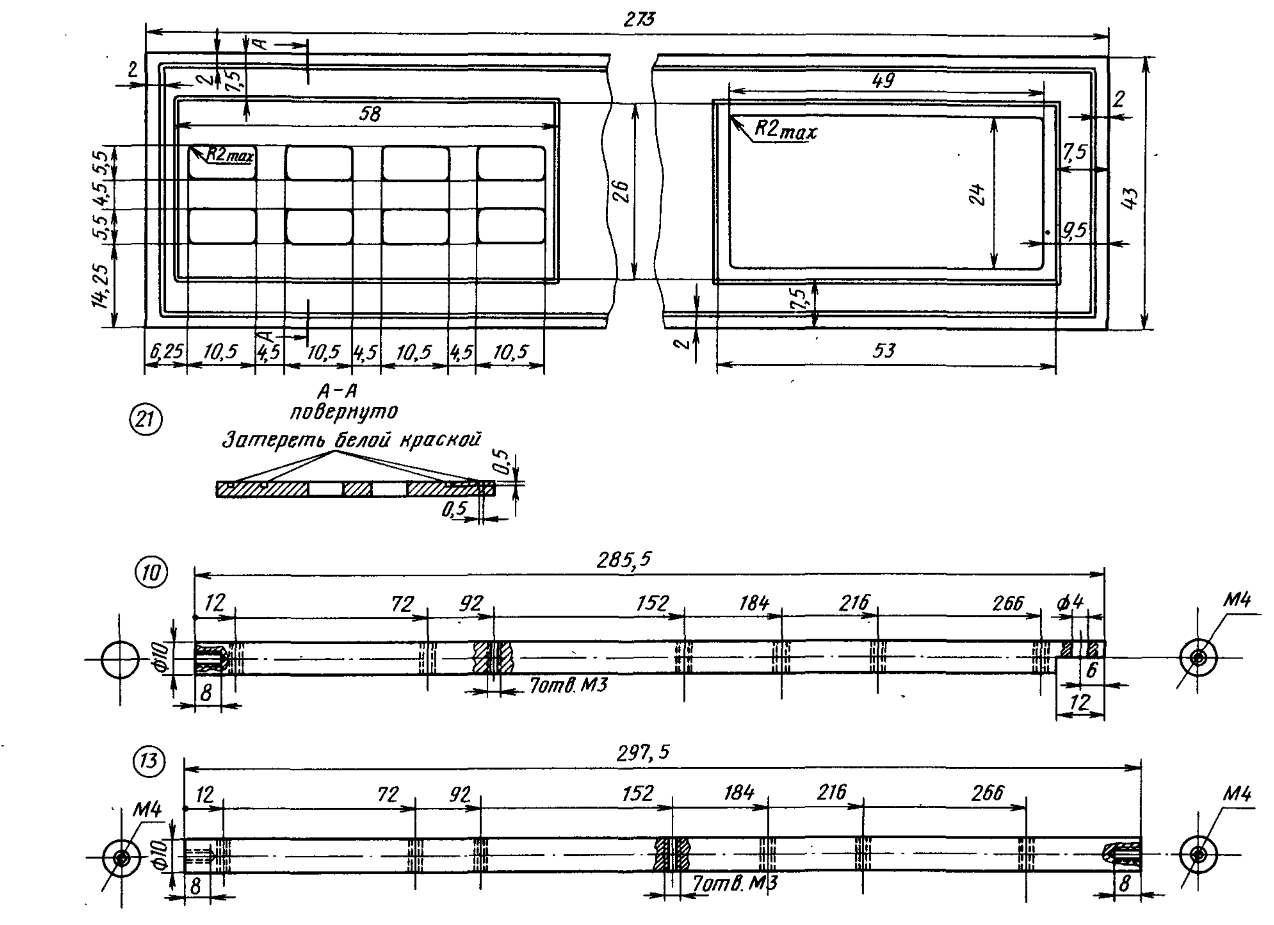


Рис. 38. Продолжение

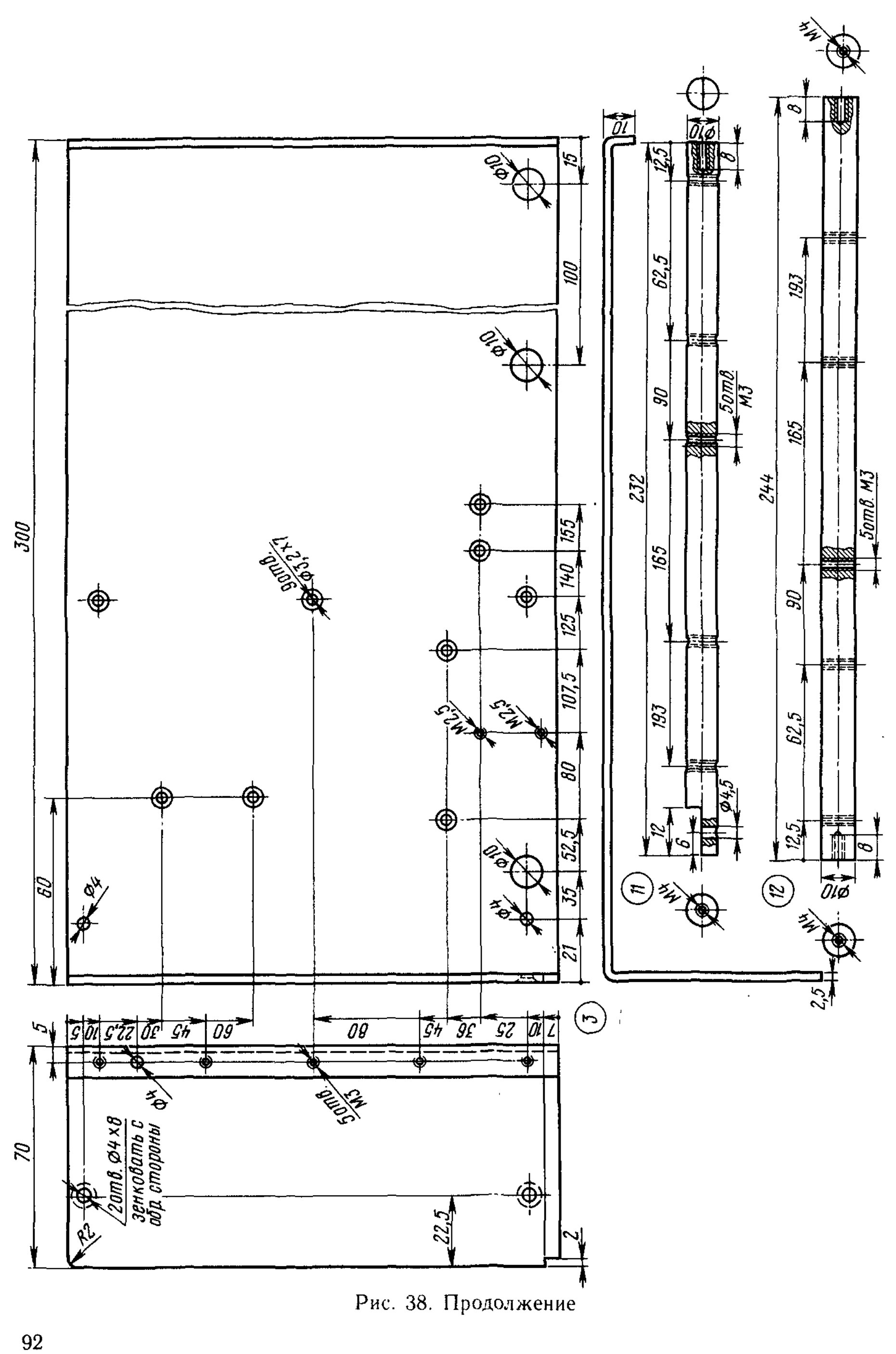


Рис. 38. Продолжение

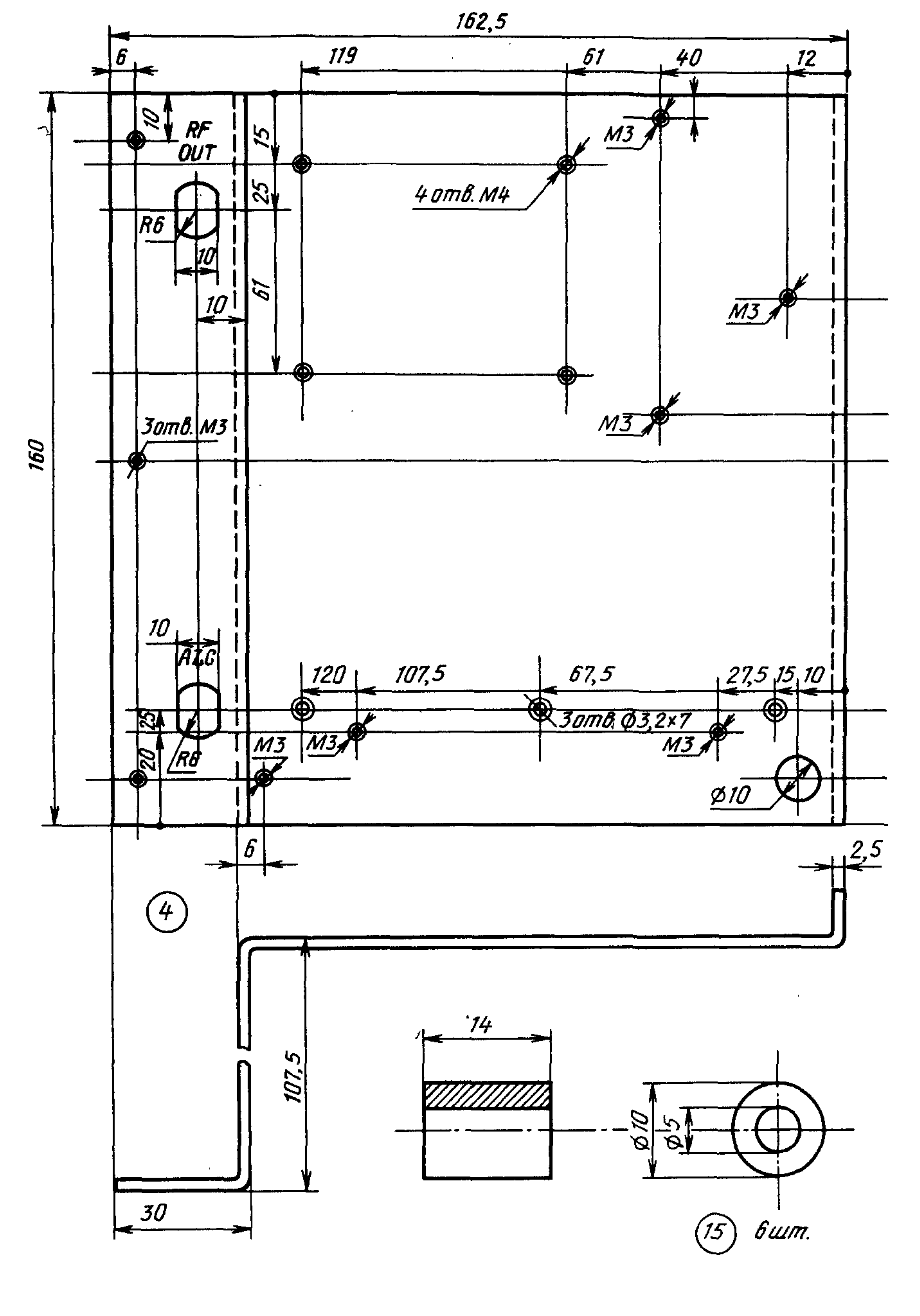


Рис. 38. Продолжение

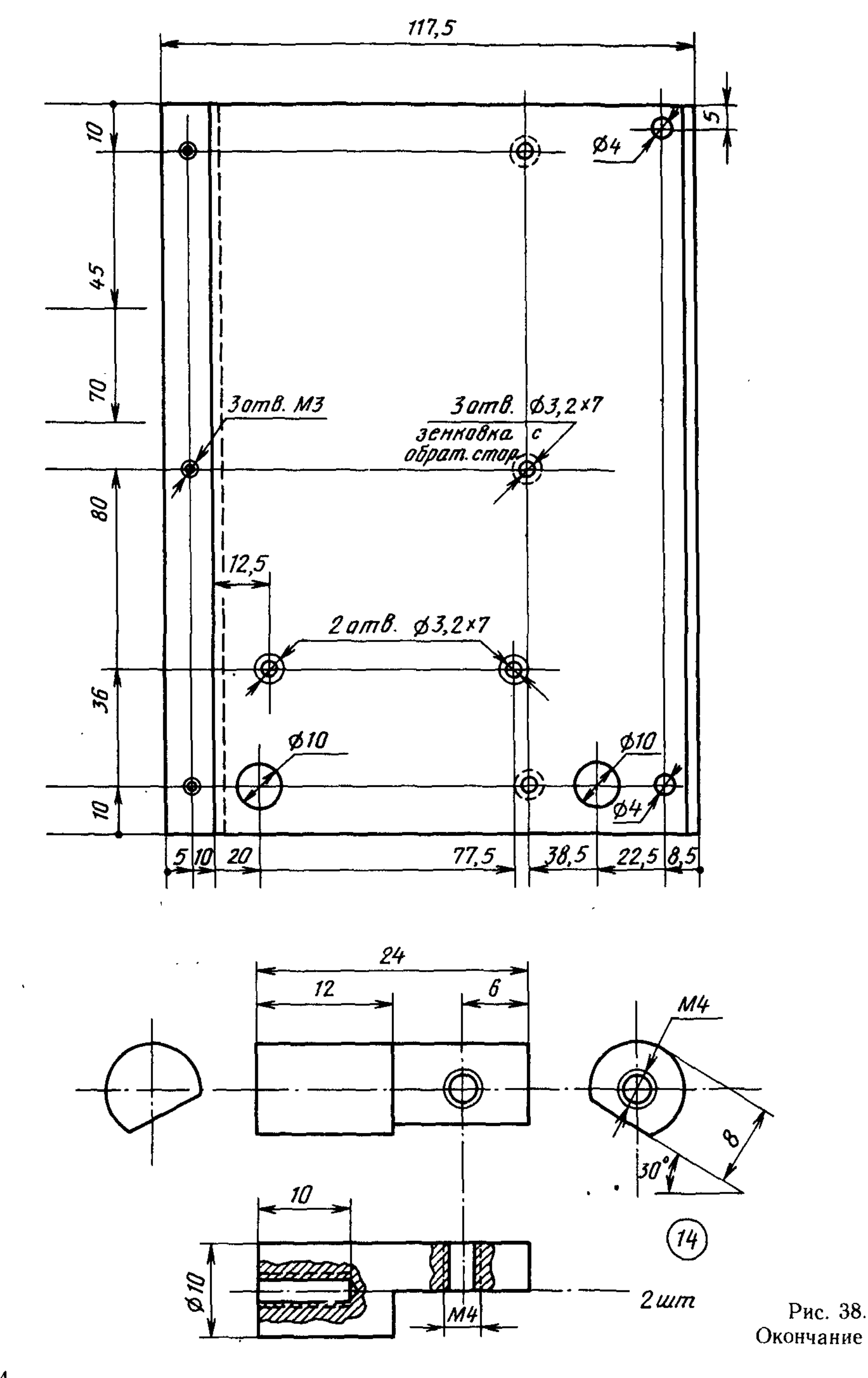


Рис. 38. Окончание

панелью. Плата МУО насажена на выводы переменных резисторов блока A17—R2, R3, R5, R10, укрепленных на лицевой панели. Плата И укреплена непосредственно на отрицательном выводе миллиамперметра PA1. Плата ДТГ винтами М3 через стойки высотой 15 мм прикреплена справа к панели 5 ключа и частотомера. Платы ТК и ЧТМ держатся на своих разъемах. Индикатор частотомера сидит в разрезных пружинистых хомутах, прикрепленных к лицевой панели. Хомуты сгибают по месту из дюралюминия Д16Т, латуни или бронзы толщиной около 0,5 мм.

Блок ГПД вместе с укрепленной на нем платой ДПКД связан с лицевой панелью тремя винтами М5 через стойки высотой 15 мм. Плата Ст с помощью отрезков стальных угольников 12×12×1 и длиной 10 мм винтами М3 прикреплена сзади к перегородке 4, где винтами М4 укреплен также и силовой трансформатор T1. Регулирующие транзисторы стабилизаторов через слюдяные или фторопластовые прокладки винтами М3 привинчены к перегородкам 3(VT1 и VT2, изнутри) и 4 (VT3, сзади). Микросхема DA1 винтами М2,5 прикреплена изнутри к перегородке 3 под панелью 6. Электролитические конденсаторы блока питания установлены сверху на панели 6, к которой сзади винтами М3 прикреплены также и диодные мосты выпрямителей. Плата блока PA привинчена к радиатору 9, плата PT/R — на стойках высотой 11 мм к задней стенке 7, а плата АКА — на трехмиллиметровых стойках к левой отбортовке этой стенки, на которой размещено также большинство разъемов, внешних соединений.

Места установки плат, блоков и разъемов, а также гравировки органов управления и разъемов показаны на чертежах. В связи с тем, что ГОСТ на аппаратуру для радиолюбителей нет, гравировки выполнены так, как это принято в аппаратуре для радиолюбителей зарубежных фирм, на основе общепринятого в КВ связи и радиолюбительском коде английского языка.

КОНСТРУКЦИЯ ШАССИ ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ПРИЕМНИКА

Шасси дополнительного приемника содержит такие же и в том же, как и в трансивере, количестве детали 3, 5, 6, 10, 13, 17, 19, одну стойку 14, четыре стойки 15, а также видоизмененные детали 1, 2, 4, 7, 18, 20, 21. Размеры видоизмененных деталей показаны на чертежах в скобках. Это шасси представляет собой, по сути, шасси трансивера, от которого отрезан отсек блоков передачи.

На фальшпанели не делают отверстий под переключатели CW и TTS и в случае индивидуальной радиостанции отверстия и гравировки для переменного резистора «Speed». Гравировку «HF Transceiver» заменяют на «HF Receiver». Перегородку 4 слева обрезают снизу на 7 мм для того, чтобы она опиралась на обортовку дна, а сверху — на 1—1,5 мм, чтобы она не мешала надеванию кожуха. На задней стенке *7* оставляют два нижних из шести отверстий под розетки СГ-5 (выходы ЗЧ на телефоны и магнитофон, гравировки «HPh» и «Tape») и одно нижнее отверстие под вилку PC19 (связь с трансивером, гравировка «TRX»). У перегородки *4* отсутствует плоскость для крепления коаксиальных розеток выхода передачи и входа цепи ALC. В маске *21* окно для шкалы миллиамперметра отсутствует.

КОНСТРУКЦИЯ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ И БЛОКОВ

Большинство узлов аппарата выполнено на двусторонних печатных платах из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, за исключением односторонних плат ГПД, RT/R, PA. Чертежи плат представлены на рис. 39.

Фольга со стороны установки деталей на платах ДПФ, С, ДТГ ФОС, АКА, МУО, ФОПС,Ст используется исключительно в качестве «земли», поэтому рисунки этой стороны указанных плат не приводятся. При изготовлении плат самостоятельно сторону установки деталей закрашивают полностью, а после травления и промывки

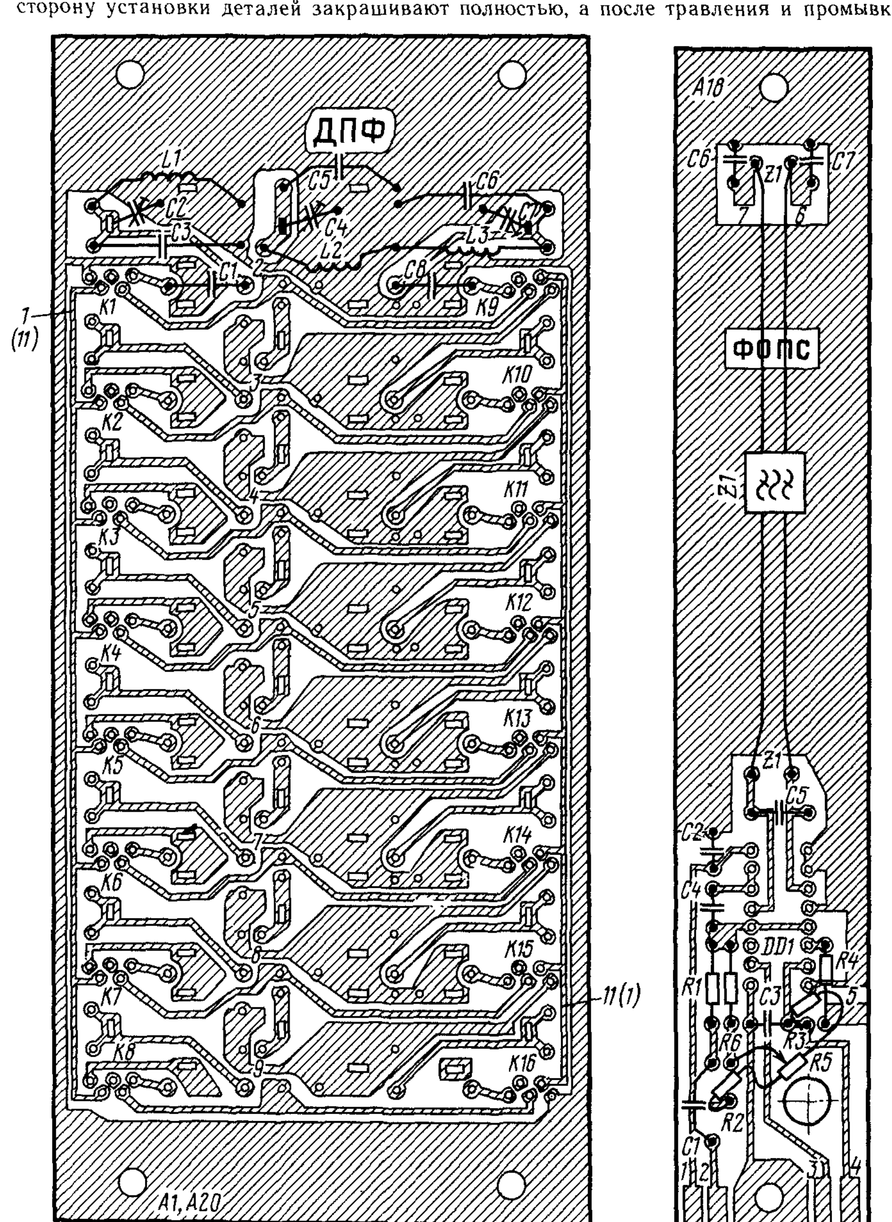


Рис. 39

зенкуют с этой стороны все отверстия, кроме тех, которые предназначены для выводов деталей, соединенных с цепью «земля». Для односторонних плат ГПД и РА приведены чертежи плат со стороны установки деталей. Монтаж этих плат навесной: платы ГПД (А5) — на штырьках из медного провода диаметром 1 мм и выводах опорных конденсаторов (С10, С12) типа КДО, платы РА (А21) — на печатных площадках и выводах транзисторов (VT3, VT4, VT7, VT8).

На рис. 40 (с. 113) дан чертеж экранирующей коробки из фольгированного стеклотекстолита, в которую запаивают плату ДПФ. Ближнее отверстие в торцевой стенке коробки со стороны монтажа служит для ввода коаксиального кабеля связи блока А1 с блоком А11 или блока А20 с А21. Отверстие на расстоянии 25 мм от

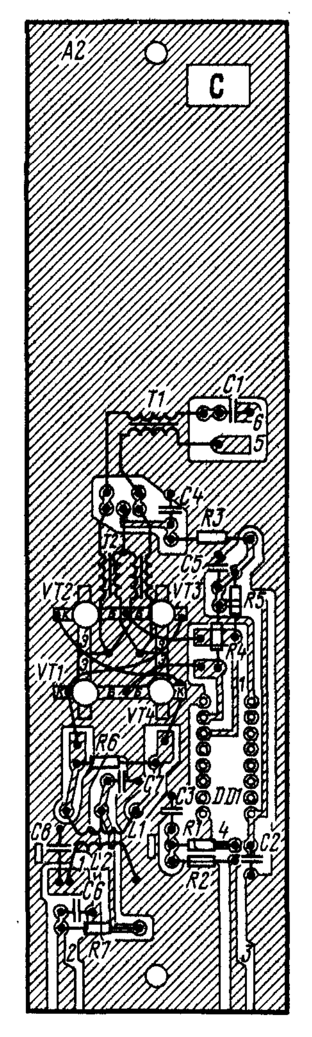


Рис. 39. Продолжение

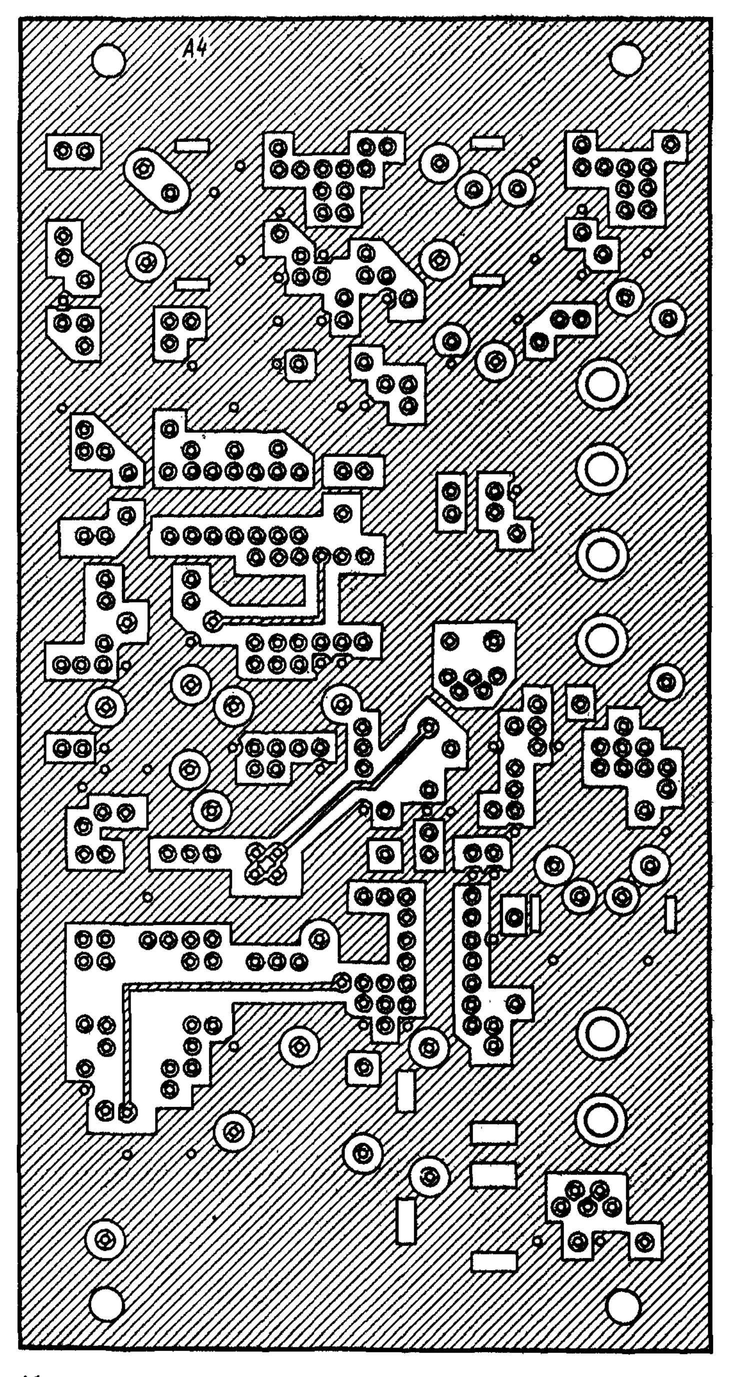


Рис. 39. продолжение

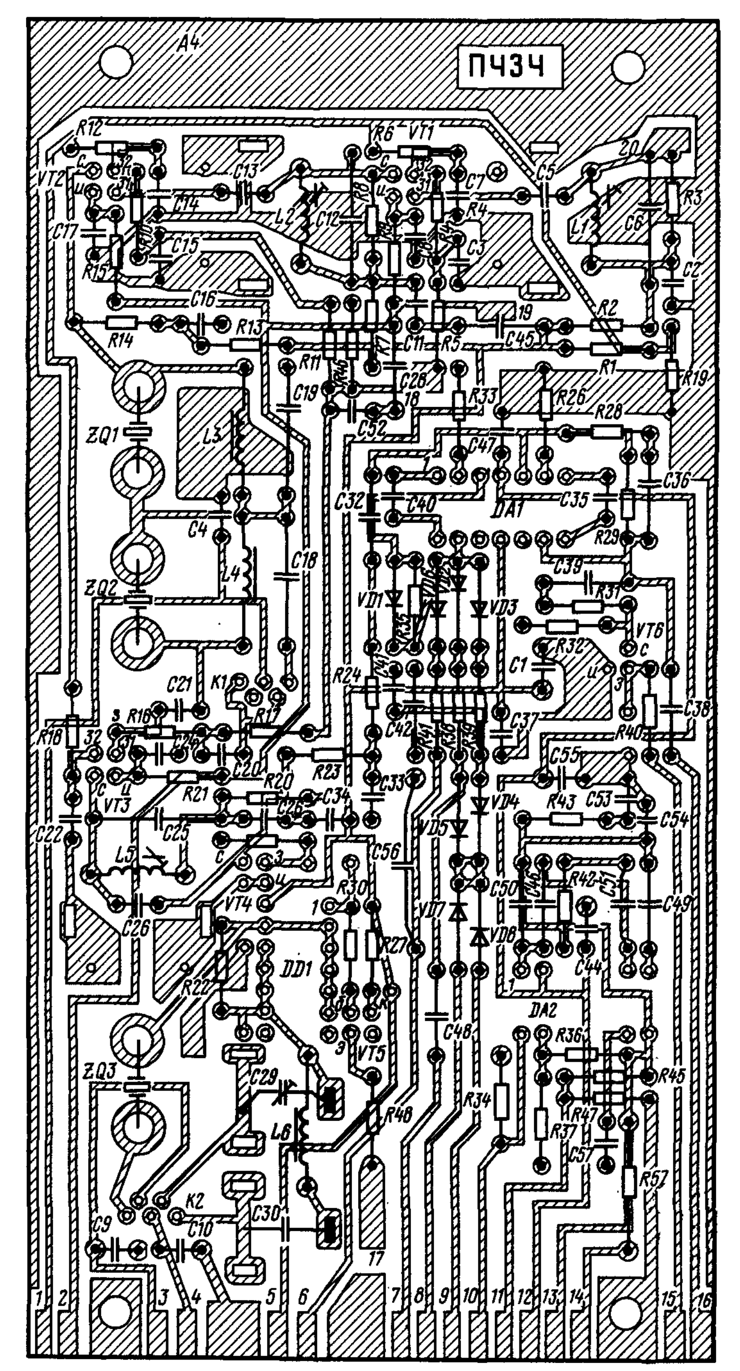


Рис. 39. Продолжение

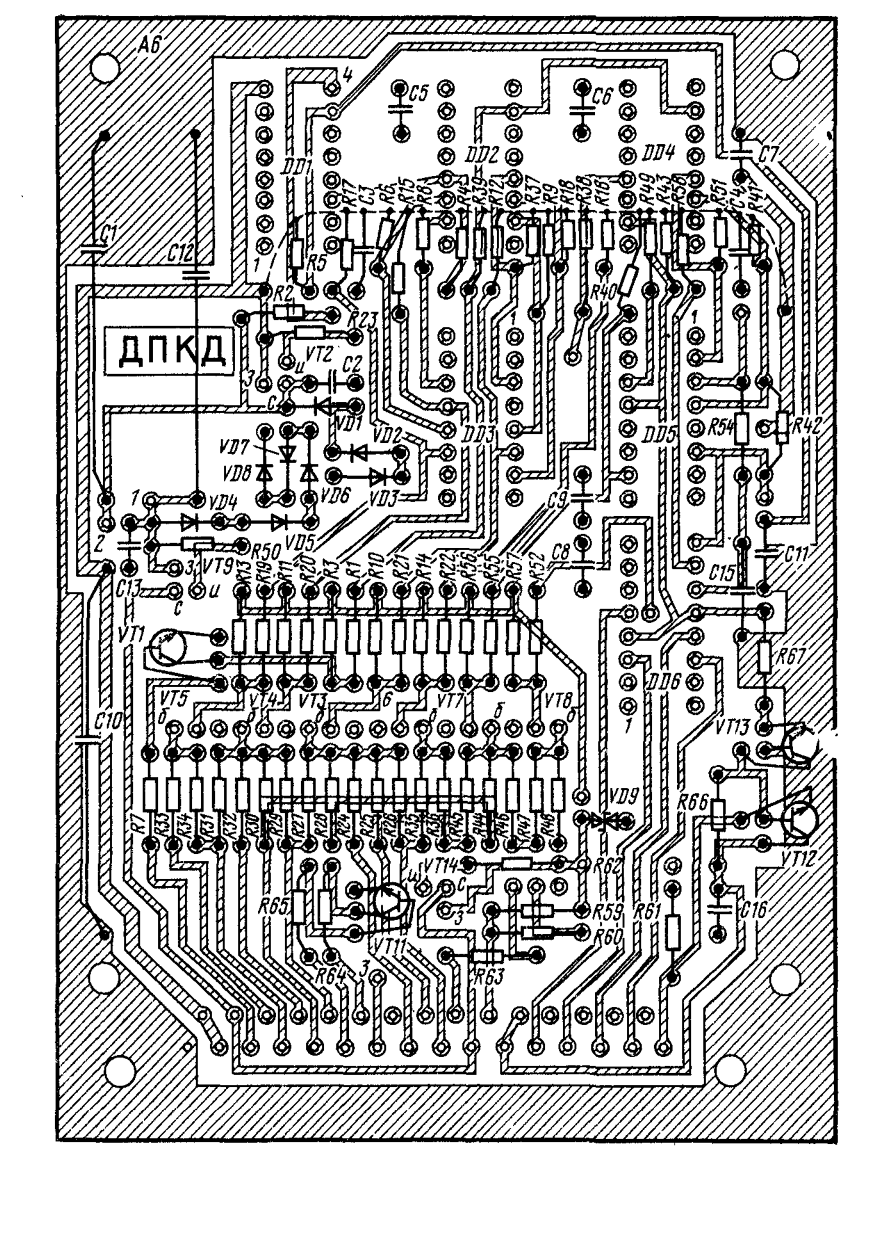


Рис. 39. Продолжение

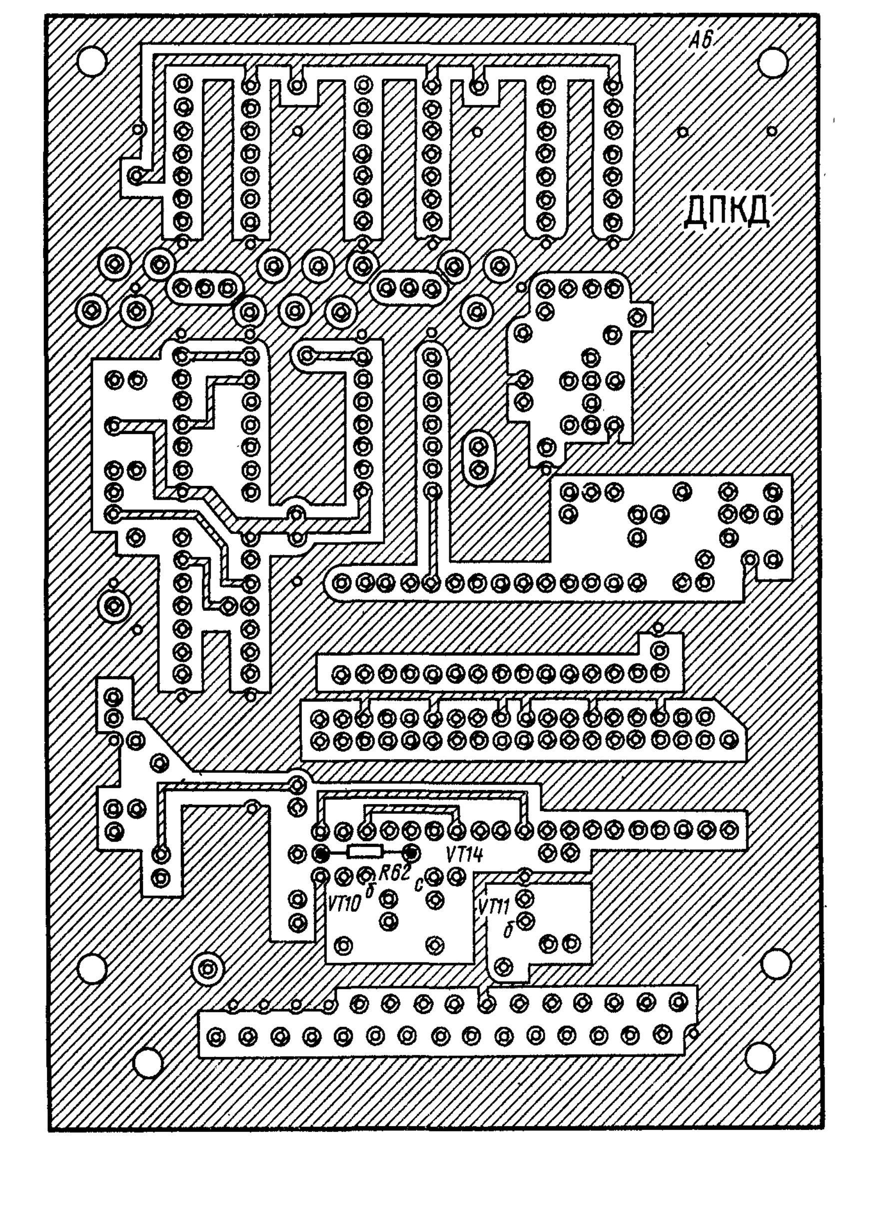


Рис. 39. Продолжение

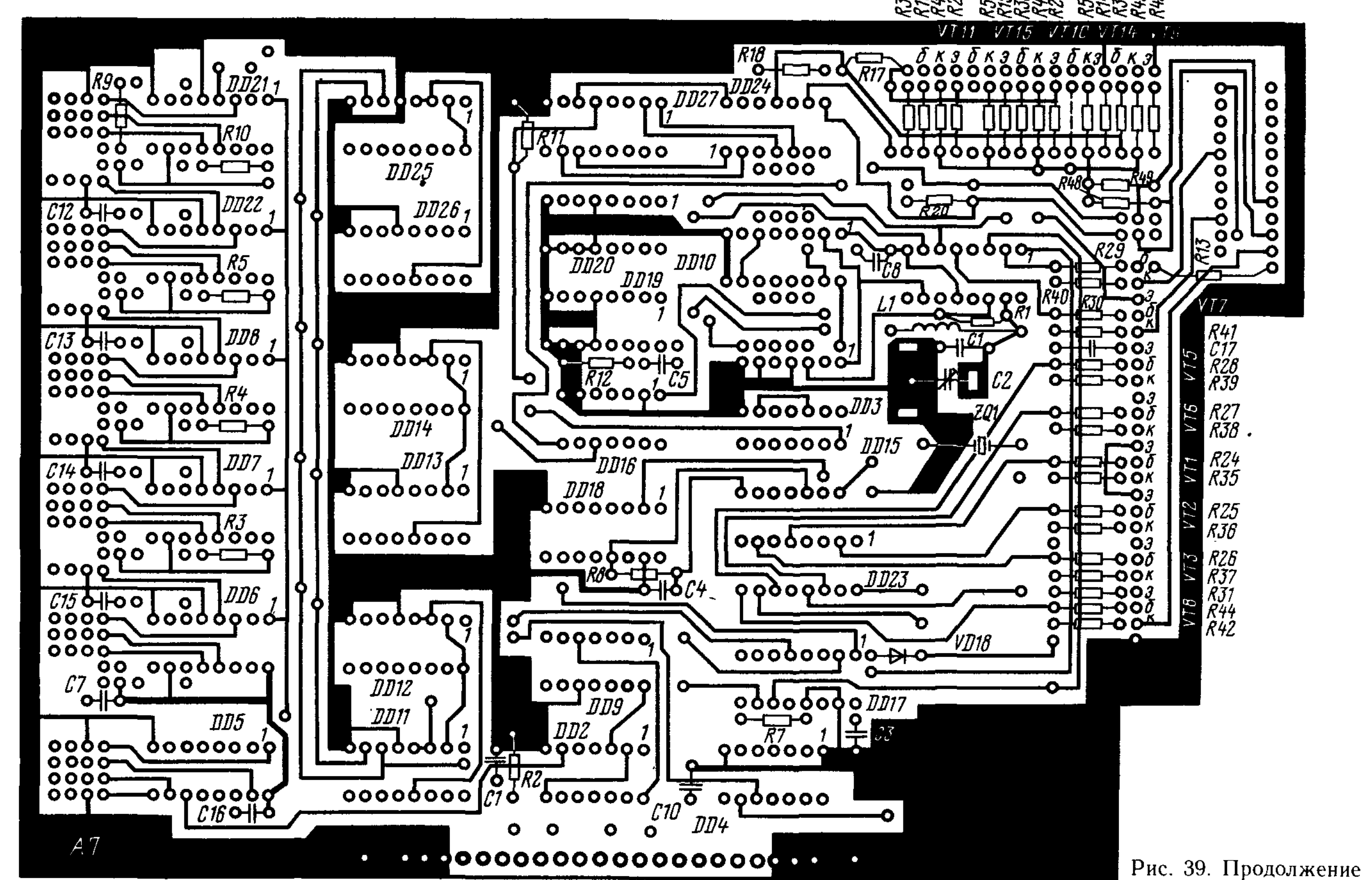


Рис. 39. Продолжение

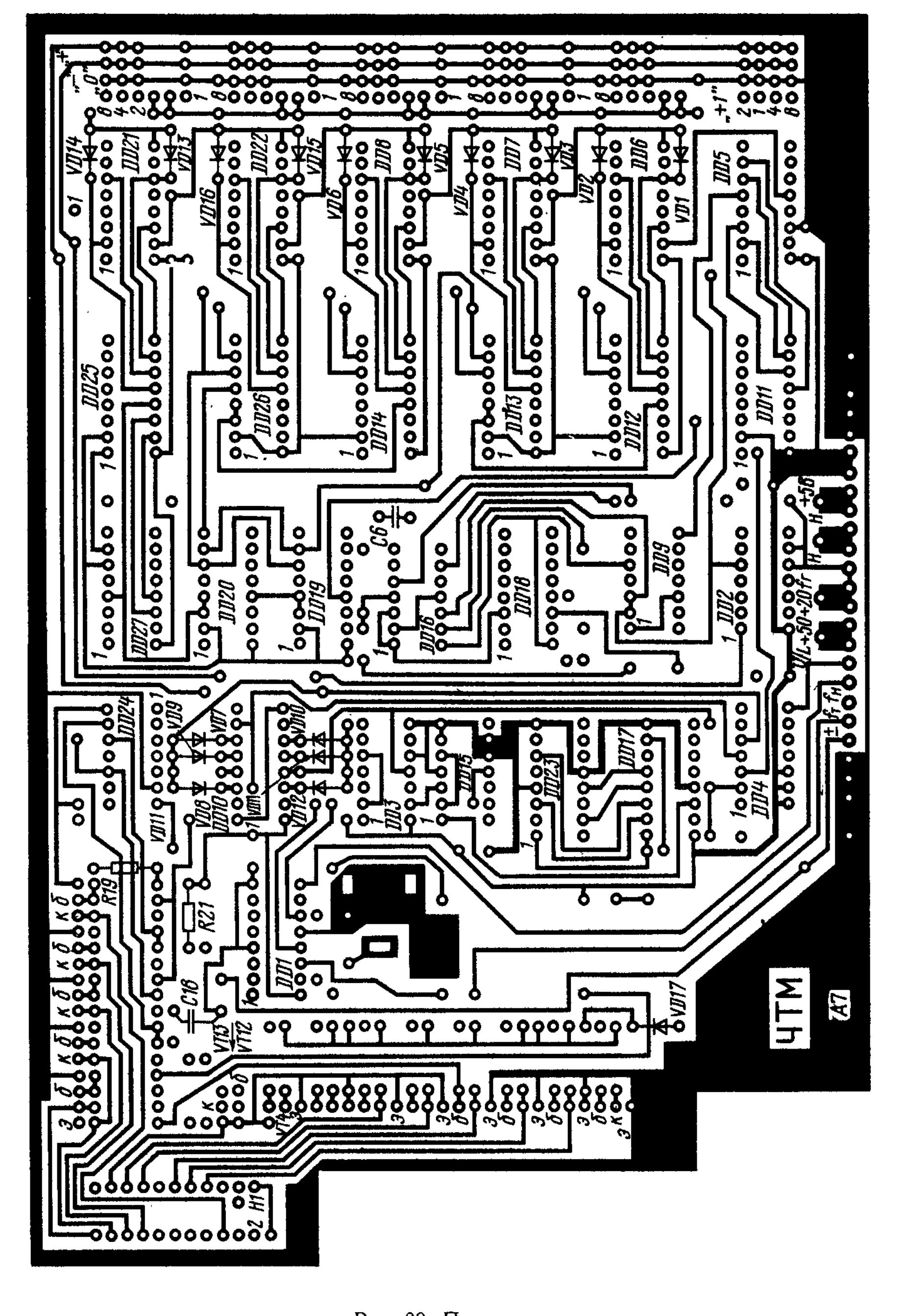


Рис. 39. Продолжение

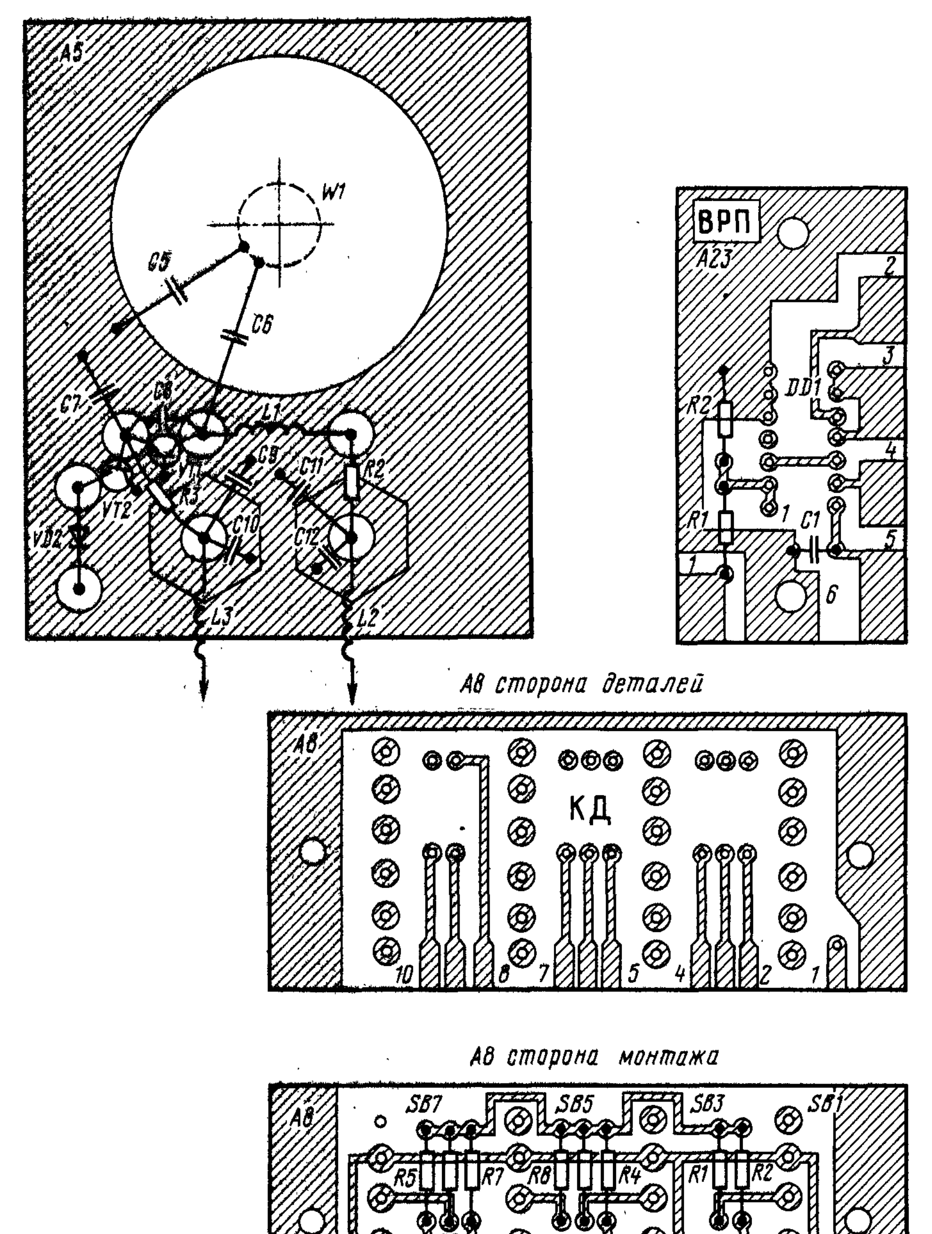
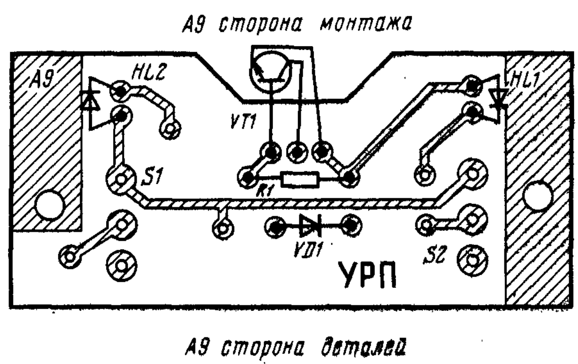
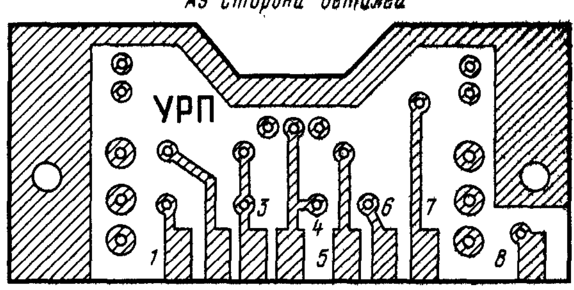


Рис. 39. Продолжение

A9 сторона монтажа



A9 сторона деталей



A14 сторона монтажа

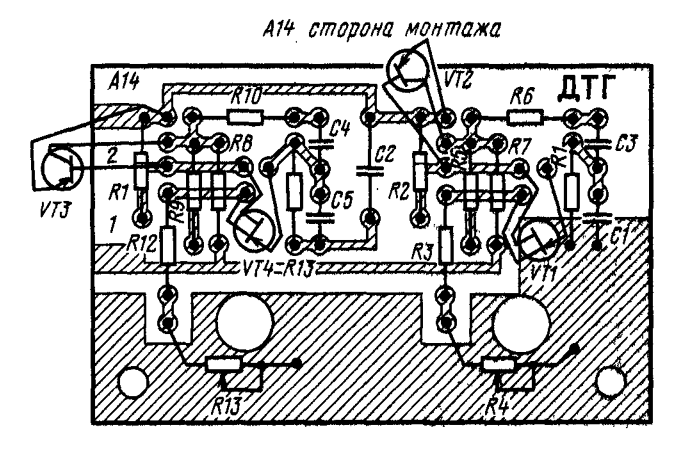
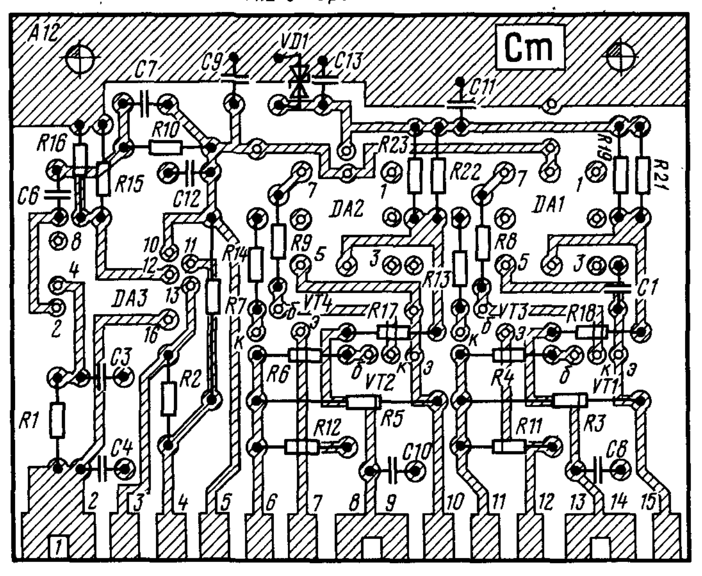
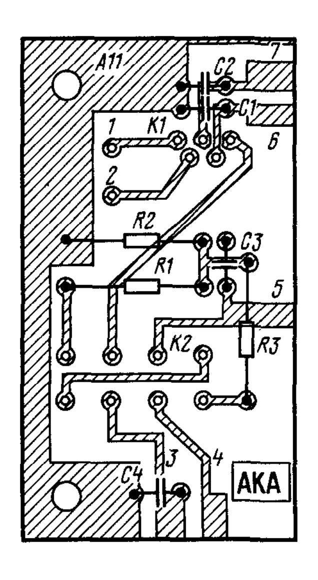


Рис. 39. Продолжение

Рис. 39. Продолжение

А12 сторона монтажа





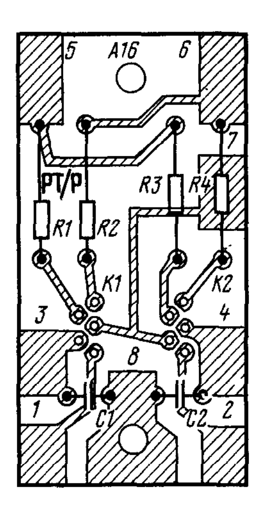
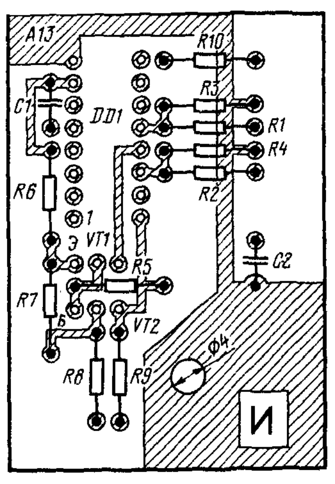
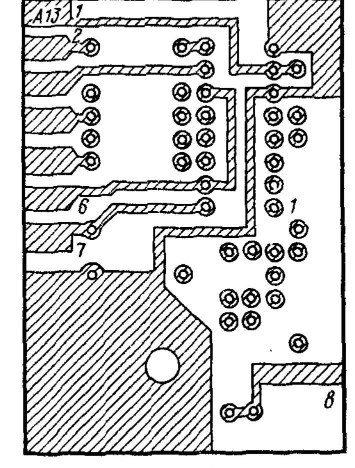


Рис. 39. Продолжение

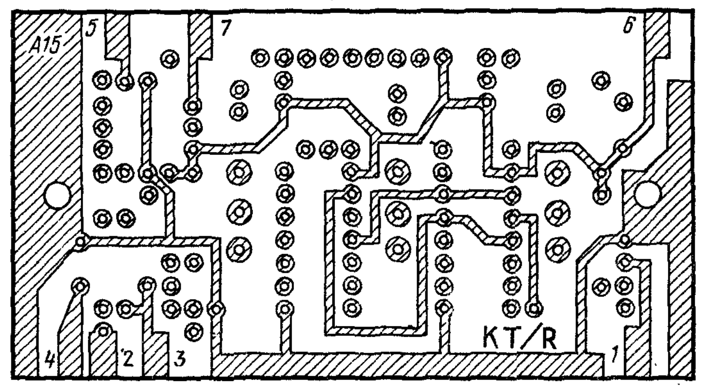


A13 сторона монтажа



A13 сторона деталей

A15 сторона деталей



A15 сторона монтажа

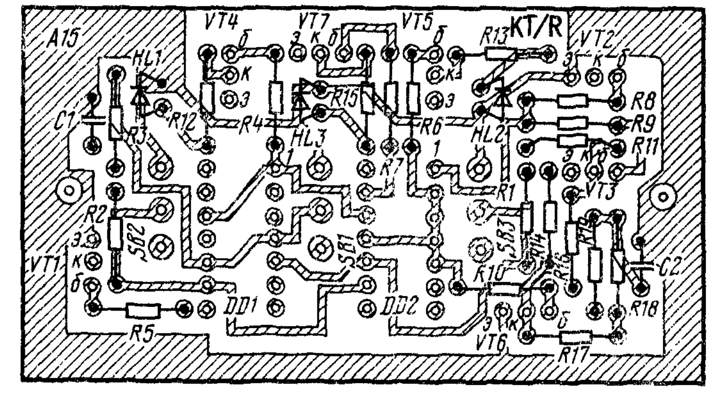


Рис. 39. Продолжение

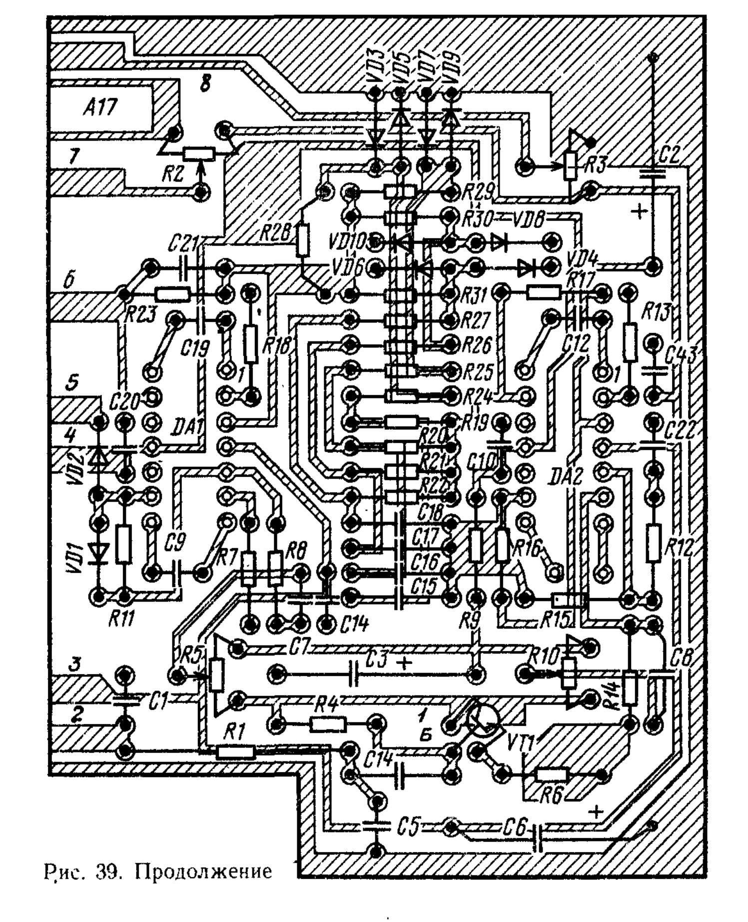


Рис. 39. Продолжение

левого края платы — для ввода проводов питания реле, а отверстие в левой боковой стенке — для связи с входом блока A2 или с выходом блока A19. Отверстия в боковых стенках со стороны установки деталей служат для крепления каркасов катушек диапазонных полосовых фильтров. Все три катушки каждого фильтра расположены на одном каркасе длиной 70 и диаметром около 7 мм (рис. 41). В качестве каркасов использованы отрезки внутренней полиэтиленовой изоляции коаксиального кабеля РК-150-7-11. Конструктивные данные катушек приведены в табл. 6.

Марка провода — ПЭВ, диаметры приведены без изоляции, т. е. входящие в обозначение марки провода. Длина намотки l2 всех катушек L2 — 16 мм. Эти катушки для всех диапазонов, кроме 160 и 80 м, мотают виток к витку в два провода, один из которых затем удаляют. Намотка всех катушек L1, L3 для всех диапазонов, кроме 160 м, а также катушек L2 для диапазонов 160 и 80 м — рядовая, виток к витку. Катушки L1, L3 для диапазона 160 м мотают в навал. Выводы катушек закрепляют в отверстиях, проколотых швейной иглой сквозь пары смежных ребер каркасов.

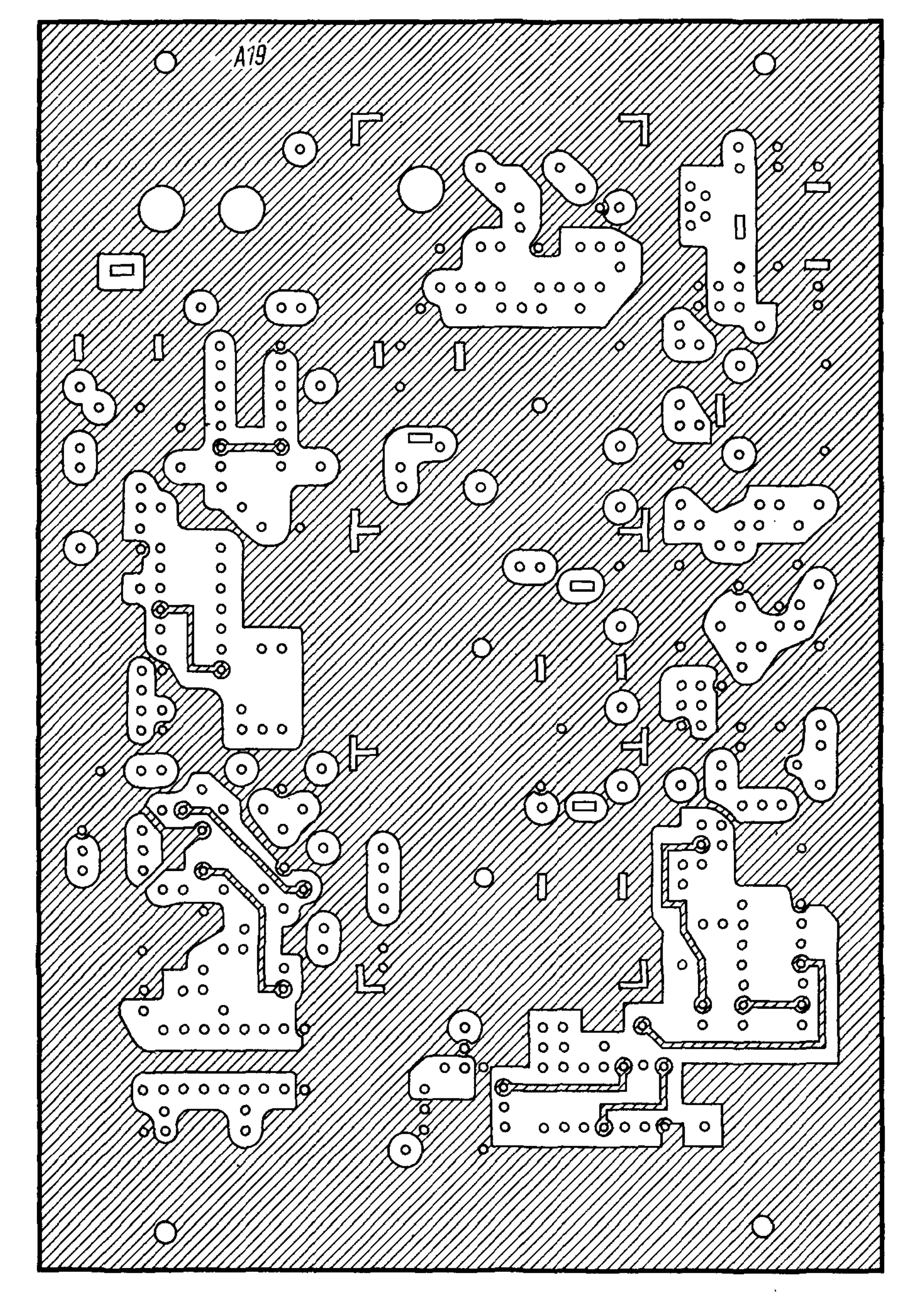


Рис. 39. Продолжение

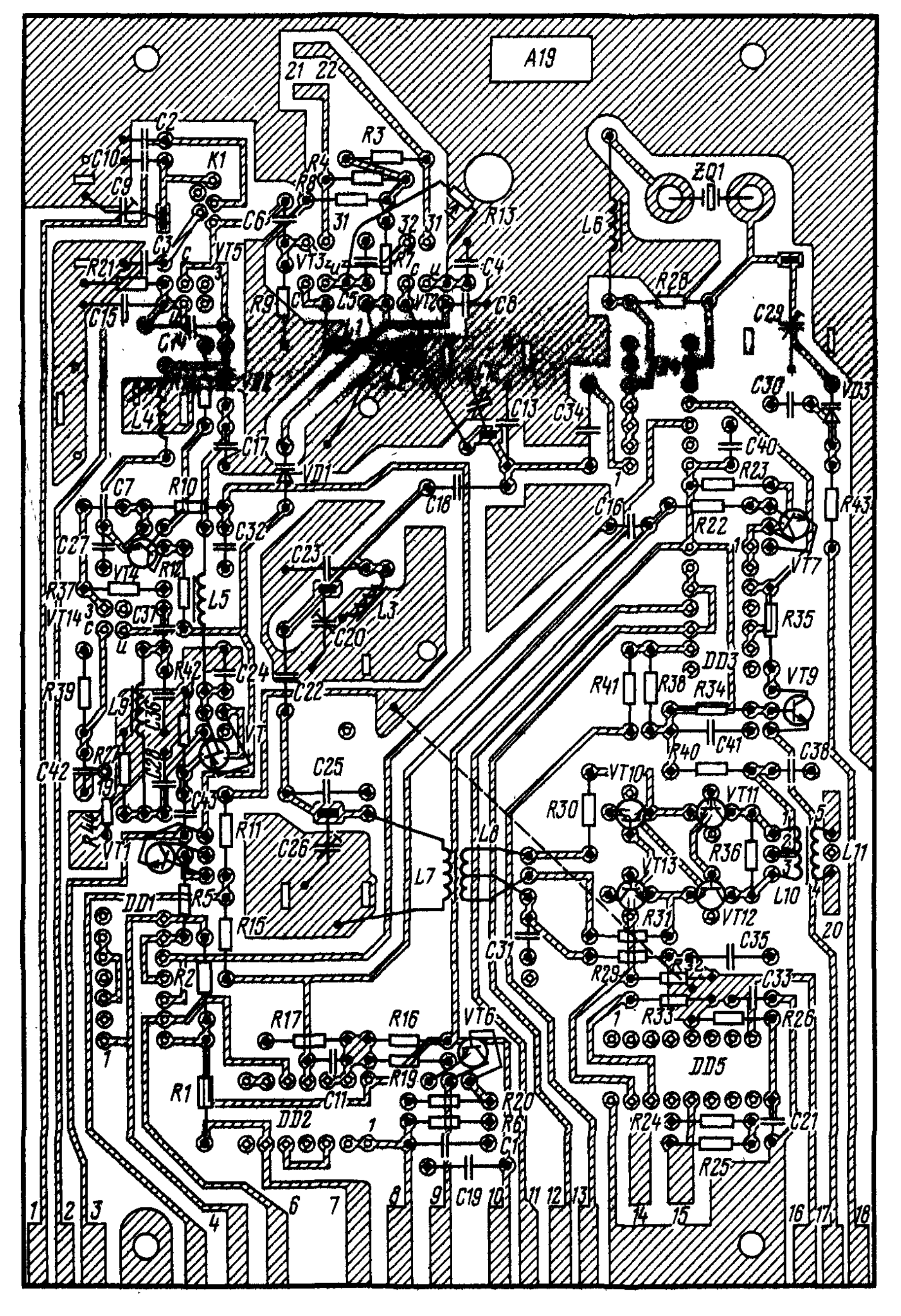
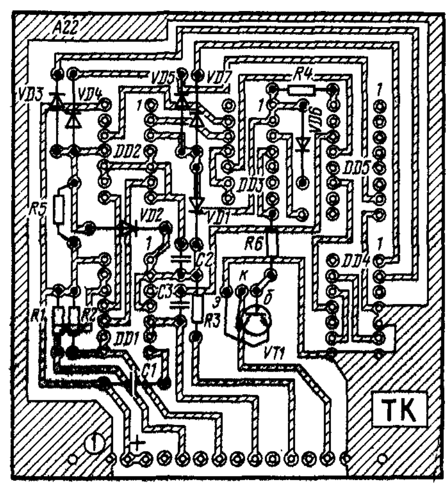


Рис. 39. Продолжение



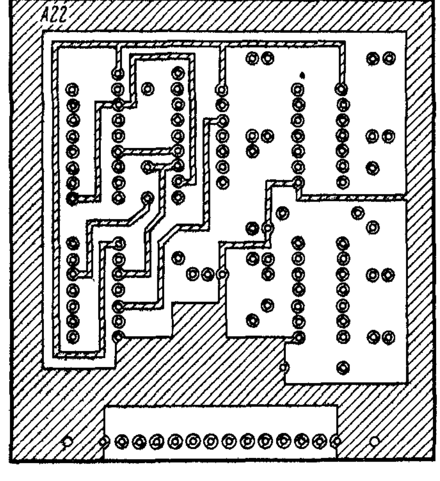


Рис. 39. Продолжение
Окончание

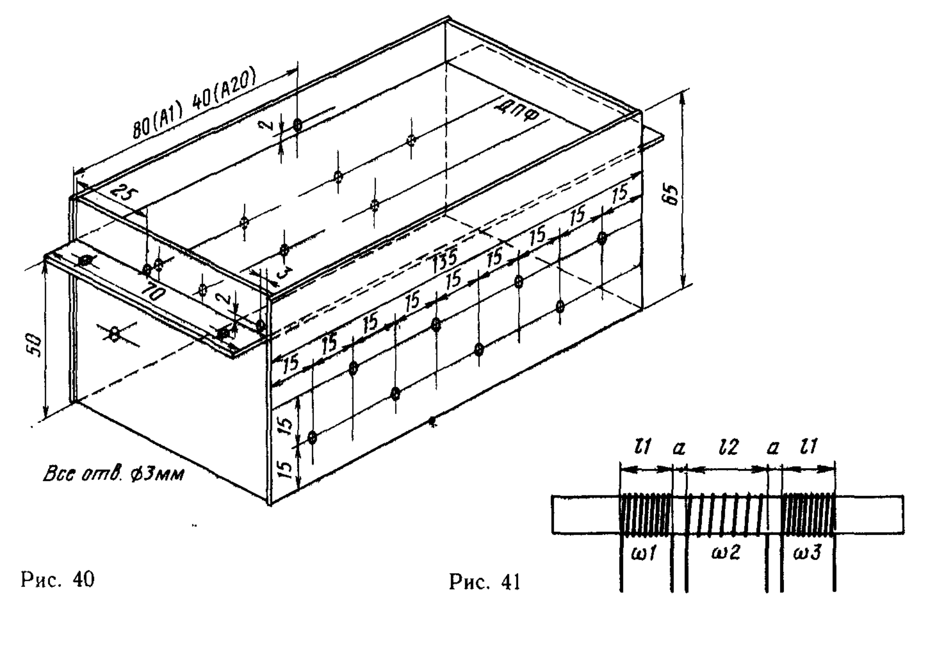


Рис. 40 Рис. 41

Таблица 6

Данные катушек		Диапазон, м					
		160	80	40	30,20	16,15	10
ω1,	Число витков	90	62	31	25	19	15
ω3	Диаметр провода, мм	0,17	0,17	0,29	0,35	0,49	0,69
ω2	Число витков	84	50	25	20	15	11
	Диаметр провода, мм	0,17	0,29	0,29	0,35	0,49	0,69
	a, мм	0,5	0,5	3	4	4	1,5
	*l*1, мм	10	12	10	10	10	11

В качестве контурных в ДПФ подойдут конденсаторы типов КМ, КТ, КСО-1 и подобные. Блокировочные конденсаторы, как и в других блоках,— типа КМ. В целях упрощения настройки подстроечные конденсаторы типа КПК-МП как в блоки А1, А20, так и в другие, установлены со стороны печатного монтажа. У реле типа РЭС-49, устанавливаемых в блоки ДПФ, до длины 2,5 — 3 мм обрезают все выводы, кроме

соединяемых с цепью «+18 В». Эти выводы в двух группах реле К1—К8 и К9—К16 соединяют навесными одножильными проводниками диаметром 0,3—0,5 мм, изолированными между точками паек (подойдет провод из многопарных телефонных кабелей). Блокировочные конденсаторы С9—С12 впаивают навесным способом между соответствующими выводами крайних в указанных группах реле и ближайшими точками цепи «земля».

Со стороны печатного монтажа коробки блоков ДПФ накрывают крышками из дюралюминия толщиной 0,5—1 мм, продольные отбортовки которых подогнаны под внутренний, а торцевые — под наружный размер коробок.

Транзисторы VT1—VT4 блока А2 устанавливают со стороны печатного монтажа так, чтобы транзисторы в парах VT1, VT4 и VT2, VT3 были ориентированы друг к другу базовыми выводами. Укрепив транзисторы в таком положении, спаивают внахлест базовые и эмиттерные выводы, предварительно укороченные на 2 мм. Места спайки баз соединяют с выходами микросхемы DD1 навесными проводниками. Трансформаторы Т1 и Т2 выполнены на кольцевых (типоразмер К10×6×5) магнитопроводах из феррита М400НН, обмотанных фторопластовой (можно полиэтиленовой — из пакетов) лентой. Трансформатор Т1 содержит десять равномерно распределенных по кольцу витков из скрученных между собой двух проводов ПЭЛШО 0,2. Шаг скрутки — примерно две скрутки на сантиметр, волновое сопротивление линии около 60 Ом. Обмотки трансформатора Т2 выполнены согласно рис. 42 из двух линий. Каждая из них представляет собой два скрученных между собой провода ПЭВ-2 0,29, шаг скрутки около десяти скруток на сантиметр, волновое сопротивление линий — примерно 30 Ом. Каждая обмотка содержит по четыре витка. Эти трансформаторы укрепляют на плате следующим образом. Отрезок голого медного провода длиной 25 и диаметром около 1 мм сгибают, складывают вдвое и вертикально припаивают местом перегиба к фольге платы в месте установки трансформатора. На получившуюся шпильку надевают изолирующую шайбу с внутренним диаметром 2,5—3 и внешним 5—6 мм, затем отрезок изолирующей трубки, на который надевают трансформатор. Сверху его накрывают еще одной изолирующей шайбой и разгибают концы шпильки. Укреплять тороидальные трансформаторы конструкциями типа замкнутой петли, продетой сквозь кольцо, недопустимо.

Четные выводы трансформатора Т2 (блока А2) коммутируют на спайках эмиттерных выводов транзисторов смесителя. Их коллекторные выводы отгибают вверх и соединяют навесными проводниками между собой крест-накрест и с выводами катушки L1. Выходной трансформатор ПЧ намотан на каркасе диаметром 9 мм и заключен в экран размерами 16×16×25 мм. Его катушка L2 содержит 20 витков провода ПЭВ 0,2, намотанных виток к витку, L1—2×5 витков провода ПЭЛШО 0,1, намотанных в навал поверх обмотки L2 ближе к ее «холодному» концу.

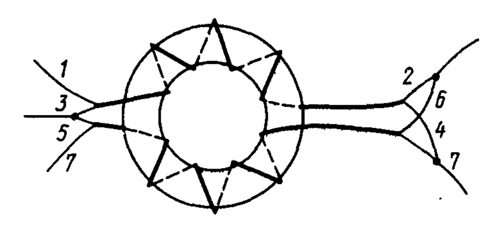


Рис. 42

Плату ФОС, как и ДПФ, запаивают в экранирующую коробку, подобную изображенной на рис. 40, только ее торцевой размер увеличен до 80 мм, а отверстия в боковых стенках со стороны установки деталей, как и отверстия с торцевой стороны коробки, отсутствуют. На уровне платы со стороны монтажа в правой (по рисунку) боковой стенке, отступив снизу около 10 мм, сверлят отверстие для связи с выходом блока А2, а в левой, отступив сверху 10 и 20 мм, сверлят два отверстия для связи с блоком А4. Как и в блоках ДПФ, коробка блока А3 со стороны печатного монтажа накрыта дюралюминиевой крышкой.

Резонаторы ФОС своими выводами (типа «банан») вставлены в гнезда, представляющие собой колечки с внутренним диаметром 3,8 мм из голого медного провода диаметром 1 мм, припаянные к фольге у соответствующих отверстий платы. Между резонаторами и платой помещены прокладки из пенопласта толщиной 10 мм. Компенсирующие катушки L1—L8 (А3), как и катушки диапазонных фильтров, намотаны на отрезках внутренней изоляции кабеля РК-150-7-11 длиной около 30 мм и содержат по 100 витков провода ПЭВ 0,2, намотанного в навал. Намотку ведут, отступив 3 мм от края каркаса, ее длина 15 мм. Катушки крепят к плате винтами М4 длиной 7—10 мм, вворачиваемыми в свободные от обмотки концы каркасов. Помещать эти катушки в отдельные экраны не требуется. Трансформатор Т1 (А3) содержит 2×8 витков нескрученных проводов ПЭЛШО 0,1 и намотан на таком же магнитопроводе, как и трансформаторы блока А2.

Конденсаторы связи ФОС впаивают со стороны печатных проводников, причем заземленные по схеме выводы конденсаторов следует припаивать к проводнику «земля», проходящему через центр платы. Если их припаивать по обе стороны от рядов резонаторов, затухание ФОС в полосе задерживания может ухудшиться. В качестве этих конденсаторов лучше всего использовать конденсаторы типа КМ, КТ, но можно и КСО-1 или подобные.

Конструкция катушек и экранов контуров ПЧ в блоке А4 такая же, как и в блоке А2, только эти катушки снабжены карбонильными подстроечными сердечниками с резьбой М6. Кварцевые резонаторы в блок А4 установлены без прокладок, и их выводы припаяны к соответствующим печатным проводникам. Перед пайкой выводы обрезают до 5 мм, зачищают надфилем и облуживают. Микросхема DA2 (А4) снабжена П-образным теплоотводом, согнутым из медной (толщиной 1 мм) полосы размерами 15×50 мм.

Большинство подключенных к цепи «—5,2 В» резисторов платы А5 установлены вертикально, и их верхние выводы припаяны к П-образному проводнику из медного провода диаметром 1 мм, концы которого впаяны в соответствующие отверстия на плате. К этому проводнику припаяны также и верхние выводы установленных вертикально конденсаторов С3, С4. Высота монтажа платы А6 — не более 12 мм.

Кварцевый резонатор частотомера (его длина может быть до 60, а диаметр — до 25 мм) устанавливают на плату А7 горизонтально и укрепляют двумя проволочными U-образными дужками, отверстия для которых сверлят по месту, обходя, конечно, печатные проводники. Индикатор ИВ-18 впаивают перпендикулярно плате. Перед запайкой на выводы индикатора надевают тонкие изолирующие трубки длиной около 18 мм (подойдет изоляция проводов многопарных телефонных кабелей). Выводы индикатора вставляют в соответствующие отверстия платы до упора в нее изолирующих трубок.

Высота монтажа плат квазисенсорного управления А8—А10, А15 — не более

9 мм. Линзы светодиодов на длине около 4 мм обточены до диаметра 2,5 мм. Их запаивают так, чтобы они свободно входили в соответствующие отверстия диаметром 2,8 мм на фальшпанели (2 на рис. 38) и выступали над ней примерно на 0,5 мм. Микропереключатели впаяны в платы. Дюралюминиевые кнопки-толкатели (рис. 43,*а*) для микропереключателей вставляют в отверстия диаметром 9,2 мм с внутренней стороны фальшпанели и укрепляют с помощью пар тонких медных проводов, припаянных к фольге стеклотекстолитовых планок шириной 5—7 мм, приклеенных к фальшпанели на расстоянии 15—20 мм с обеих сторон от рядов кнопок. В качестве кнопок для микропереключателей коммутатора диапазонов использованы обрезанные до высоты 8 мм кнопки от переключателей П2К-Ш10, насаженные на толкатели (рис. 43,*б*). Гравировки диапазонов нанесены непосредственно на эти кнопки.

Проволочные резисторы на плате А12 изготовлены из отрезков константанового провода марки ПЭШОК 0,4 длиной 28 см (R3, R7) и 19 см (R5), намотанных на резисторы МЛТ-1 с номиналом более 10 Ом. Константан паяется плохо, поэтому концы отрезков (по 2 см), зачищенные и неплотно намотанные на выводы резисторов МЛТ-1, желательно перед пайкой обмотать тонкими медными проволочками, надерганными из многожильного монтажного провода. Корпус микросхемы А12—А3 припаивают к фольге платы, а его планарные выводы изгибают так, чтобы они попали в соответствующие отверстия. Лишние выводы обрезают.

Электромеханический фильтр Z1 (А18) крепят к плате парой U-образных дужек из медного провода диаметром 1—1,5 мм, концы которых запаивают в просверленные по месту отверстия.

Конструкция катушки L4 (А19) такая же, как и у контуров ПЧ блоков А2 и А4, но имеет латунный подстроечник. Катушки L5, L9 фильтра ПЧZ1 (А19) намотаны на кольцевых магнитопроводах из феррита М30-ВЧ2 или М30-ВН9 типоразмера К20×10×5. Обмотка L1 содержит 2×5, а обмотка L8—2×1 витков провода ПЭЛШО 0,1. Катушки L2 и L7 имеют по 15 витков провода ПЭВ 0,51, а L3—10 витков провода ПЭВ 0,69. Обмотки контурных катушек занимают примерно 2/3 периметра колец, катушки связи мотают на свободных секторах колец. Катушки этого фильтра вместе со смесителем U1 (А19) со стороны установки деталей заключены в экран с двумя перегородками, спаянный из полосок двустороннего фольгированного стеклотекстолита шириной 20 мм. Линии, по которым к плате припаивают детали экрана (рис. 39), намечены Г- и Т-образными пробелами. Образовавшаяся коробка накрывается сверху крышкой из дюралюминия толщиной 0,5—1 мм с продольной отбортовкой по наружному размеру коробки и с торцевой — по внутрен-

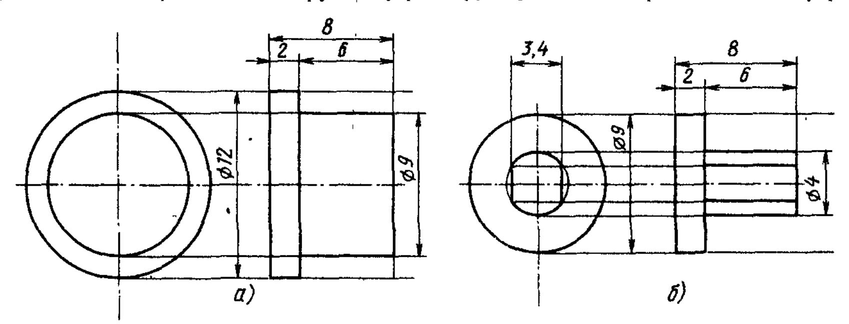


Рис. 43

нему. Трансформатор T1 (A19) намотан в три провода ПЭЛШО 0,1 на таком же магнитопроводе, как и трансформаторы блока A2. Обмотка имеет 3×7 витков.

Плата A21 укреплена на радиаторе (9 на рис. 38) шестью винтами M3. Транзисторы VT3, VT4, VT6, VT7 привинчены к радиатору непосредственно, сквозь отверстия в плате, а транзистор VT8 — через слюдяную прокладку. В месте его установки в плате вырезают прямоугольное окно. Все трансформаторы блока A21 намотаны на кольцевых ферритовых магнитопроводах, аналогичных использованным для трансформаторов блоков A2, A3, A19. Трансформатор T1 содержит 2×8 витков нескрученных проводов ПЭЛШО 0,1, как и обмотка 1—3 трансформатора T2. Обмотка 4—6 трансформатора T2 имеет 2×3 витков, скрученных с шагом около двух скруток на сантиметр проводов ПЭЛШО 0,1. Обмотка 1—3 трансформатора T3 содержит 2×6 нескрученных, а обмотка 4—6—2×2 витков, скрученных с шагом около трех скруток на сантиметр проводов ПЭЛШО 0,31. Вторичные обмотки этих двух трансформаторов намотаны поверх средней части первичных. Обмотка 1—3 трансформатора T4 содержит 2×7 витков скрутки с шагом около трех скруток на сантиметр, а трансформатор T5 — девять витков такой скрутки (волновое сопротивление около 60 Ом). Обмотка 4—5 трансформатора T4 содержит два, а обмотка 6—7—семь витков провода ПЭЛШО 0,1, намотанных поверх обмотки 1—3.

В блоке A21 резисторы R11 и R12 состоят каждый из двух резисторов с номиналом 8,2 Ом, а резисторы R24 и R25 — каждый из шести резисторов с номиналом 9,1 Ом. Конструкция проволочного резистора R30 (A21) такая же, как и резистора R5 (A12). Дроссель L1—типа Д-0,2, L2 — типа Д-0,6 или подобные. Подстроечный резистор R16 прикреплен с обратной стороны к верхней части радиатора с помощью отрезка длиной 20 мм стального угольника 15×15×1 мм так, что движок резистора направлен вверх. Конденсатор C14 установлен с обратной стороны радиатора. Его тип — K50-29, или K50-6 с номиналом 2000 мкФ×25 В. Если применить конденсатор иного типа, не помещающийся в отсеке за радиатором, например K50-12, K50-20, его можно разместить на панели ключа и частотомера (5 на рис. 38).

За исключением отмеченных в тексте особо, в трансивере использованы постоянные резисторы МЛТ, переменные и подстроечные — СП4-1 (кроме R4 на рис. 36, типа ППЗ-11 или подобного), постоянные конденсаторы КМ, подстроечные КПК-МП. В блоках с низким монтажом A6, A17 применены электролитические конденсаторы, устанавливаемые горизонтально, типа K50-12 или подобные. В блоках A4 и A12 использованы вертикально устанавливаемые электролитические конденсаторы типа K50-6 или подобные (кроме горизонтально устанавливаемого конденсатора C56 блока A4). Электролитические конденсаторы блока питания — типа K50-20 или подобные, с резьбовым креплением. Переключатели SB1—SB3 (рис. 36) — блок переключателей типа П2К, шаг 20 мм, три кнопки, два направления, фиксация независимая, для которых использованы кнопки-толкатели от переключателей П2К с шагом 10 мм. Переключатели SB4, SB5 — типа П2К-Ш10, две кнопки, два направления, фиксация независимая. Эти переключатели прикрепляют к лицевой панели (1 на рис. 38) через стойки высотой 3мм. Держатель предохранителя F1 — типа ДПБ.

КОНСТРУКЦИЯ БЛОКА «ГПД»

Сборочный чертеж блока A5 вместе с верньерным устройством представлен на рис. 44, деталировка — на рис. 45. Корпус блока собран из дюралюминиевых пластин 1, 8, 12, 14, 15, 20 (на рис. 44 правая боковая пластина 20 не показана)

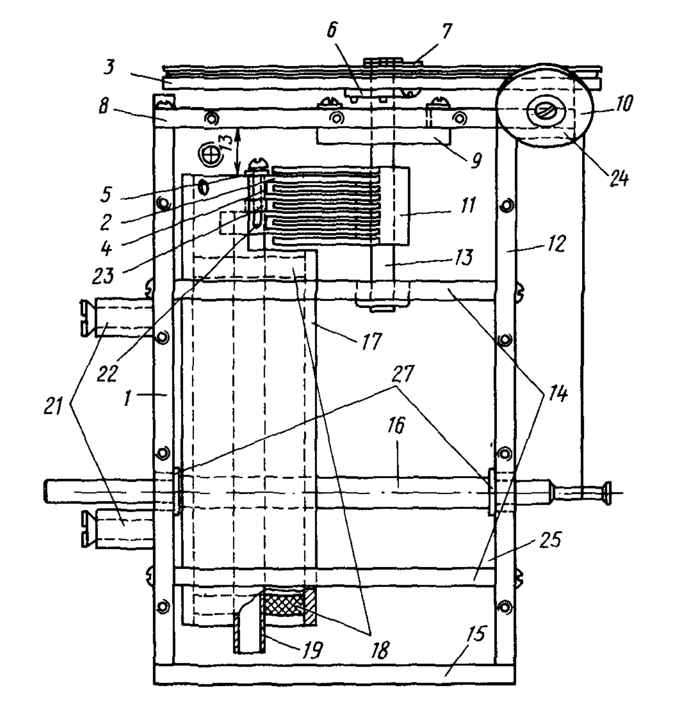
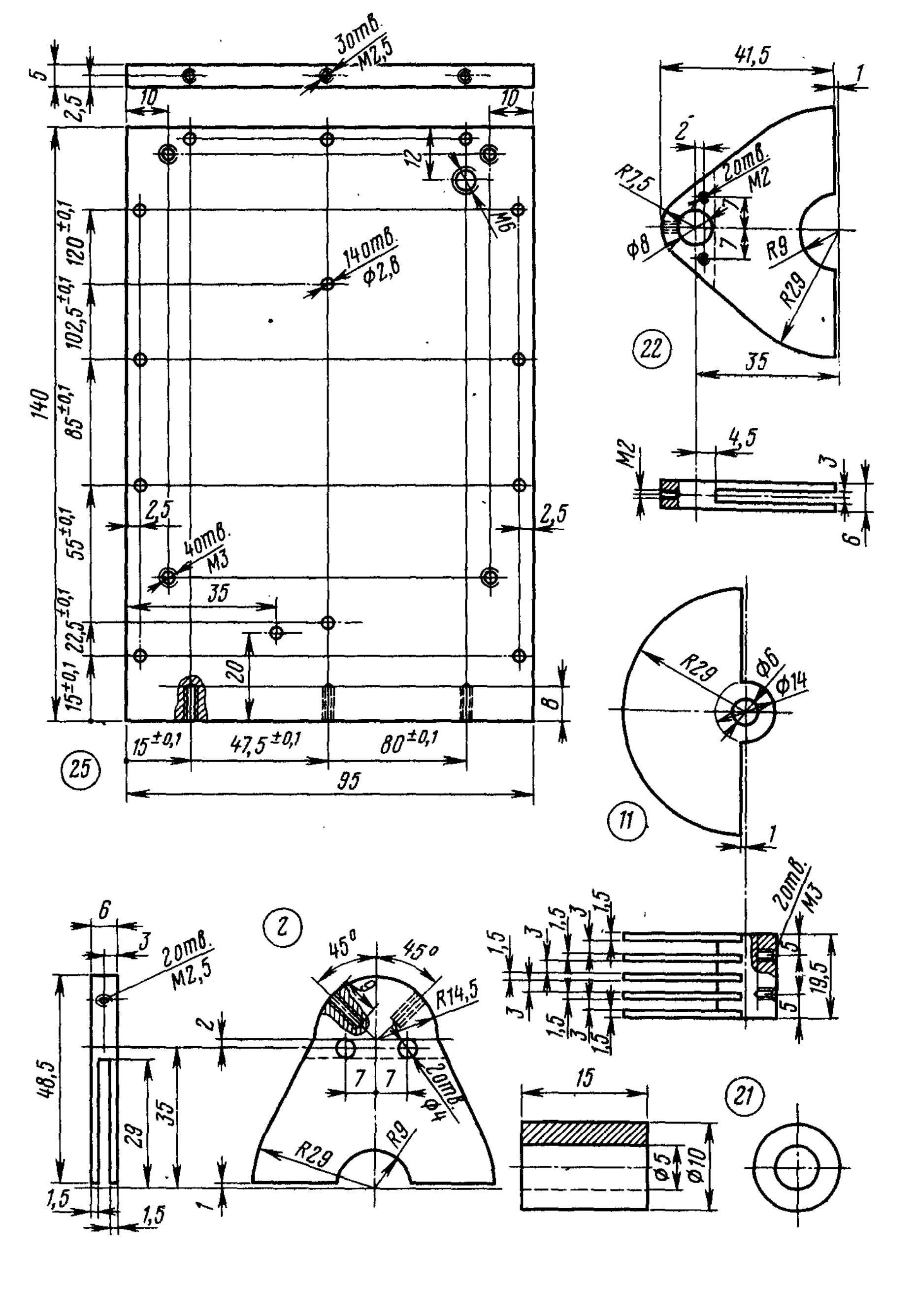


Рис. 44

толщиной 5 мм. Коаксиальная линия выполнена в виде двух медных или латунных посеребренных трубок 19, 17 с отношением диаметров около 3,6, изолированных друг от друга двумя фторопластовыми шайбами 18. При указанном отношении диаметров проводников обеспечиваются наименьшие потери в коаксиальной линии. Бесконтактный конденсатор переменной емкости (КПЕ) составляет единое целое с коаксиальной линией. Его ротор 11 укреплен двумя стопорными винтами на керамической оси 13, а два статора — «горячий» 22 и «холодный» 2 — на концах внутренней и внешней труб коаксиальной линии. Между собой статоры стянуты двумя винтами М2, изолированными от земляного статора фторопластовыми (лучше керамическими) шайбами 5, 23 и втулками 4.

Ось 13 КПЕ вклеена в подшипники, один из которых запрессован в верхнюю перегородку 14, второй — в держатель 9, прикрепленный к верхней крышке 8 блока. На верхний конец оси 13 насажен шкив *3*, который через пару промежуточных роликов 10 связан с осью 16 ручки настройки 26 (на сборочном чертеже не показана). Ролики 10 на втулках с внешним диаметром 5, внутренним 3 мм и длиной на 0,1—0,15 мм больше толщины роликов укреплены винтами М3 с шайбами (внутренний диаметр 3 и внешний 6—9 мм) на планке 24. Планка прикреплена к верхней крышке *8* снизу.

Плата ГПД своим большим отверстием туго надета на внешнюю трубку 17 и хорошо к ней припаяна. В отверстия М6 в деталях 12 и 20 ввoрачивают проходные конденсаторы С1, С13, С14 (А5) типа КТП. Емкость этих конденсаторов может отличаться от указанной на схеме и составлять 2 200—10 000 пФ, а указанные



3отв.
M2,5
5
2,5
10
10
12
M6
140тв.
Ф2,8
140
120±0,1
102,5±0,1
85±0,1
55±0,1
22,5±0,1
15±0,1
2,5
2,5
4отв.
M3
35
20
8
15±0,1
47,5±0,1
80±0,1
95
25
41,5
1
2
2отв.
M2
R7,5
Ф8
7
7
R9
R29
22
35
4,5
M2
3
6
R29
Ф6
Ф14
11
1
2отв.
M3
1,5
3
5
19,5
21
15
Ф5
Ф10
2
6
3
2отв.
M2,5
48,5
29
35
1,5
1,5
45°
45°
6
R14,5
2отв.
Ф4
R29
R9

Рис. 45

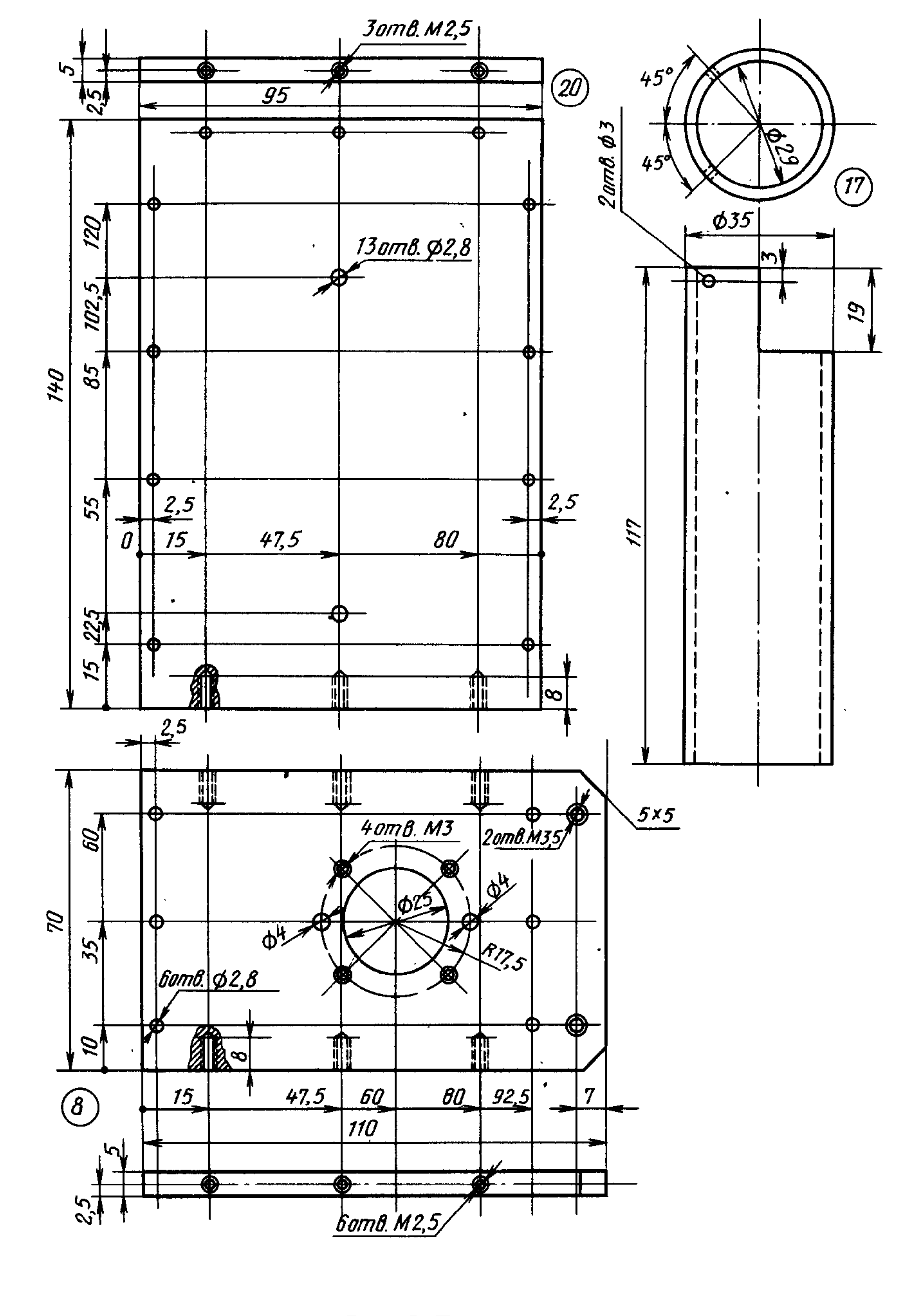


Рис. 45. Продолжение

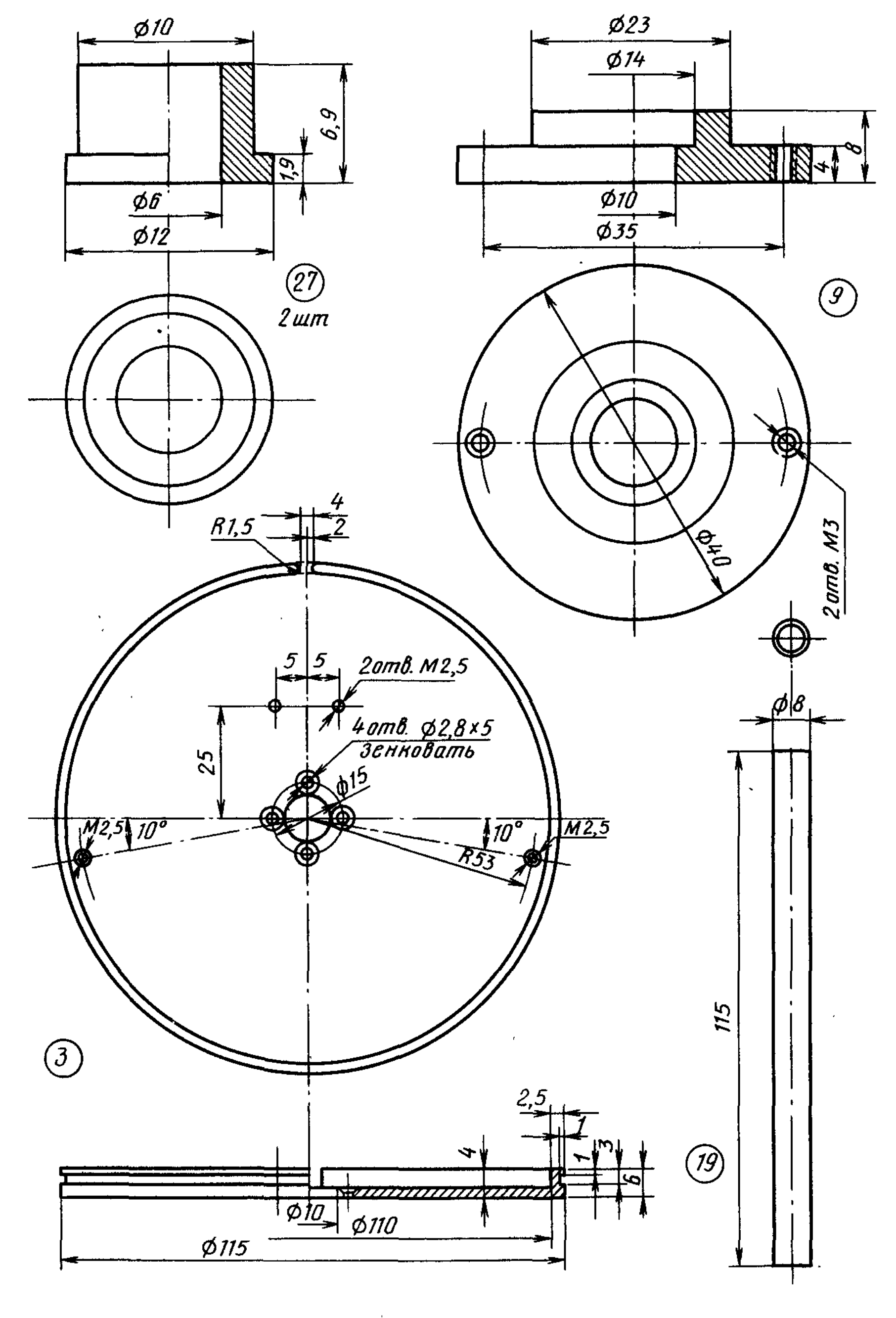


Рис. 45. Продолжение

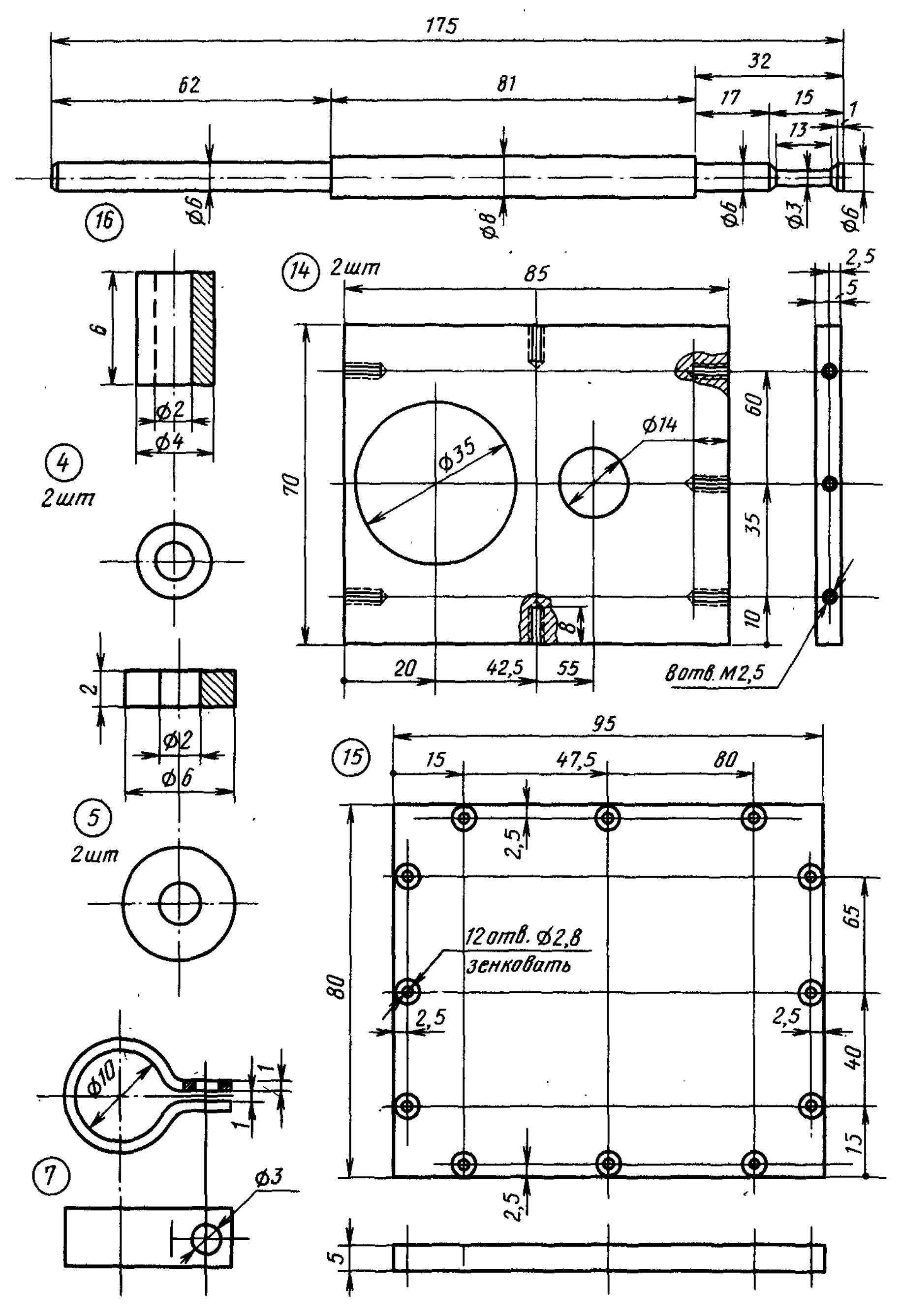


Рис. 45. Продолжение

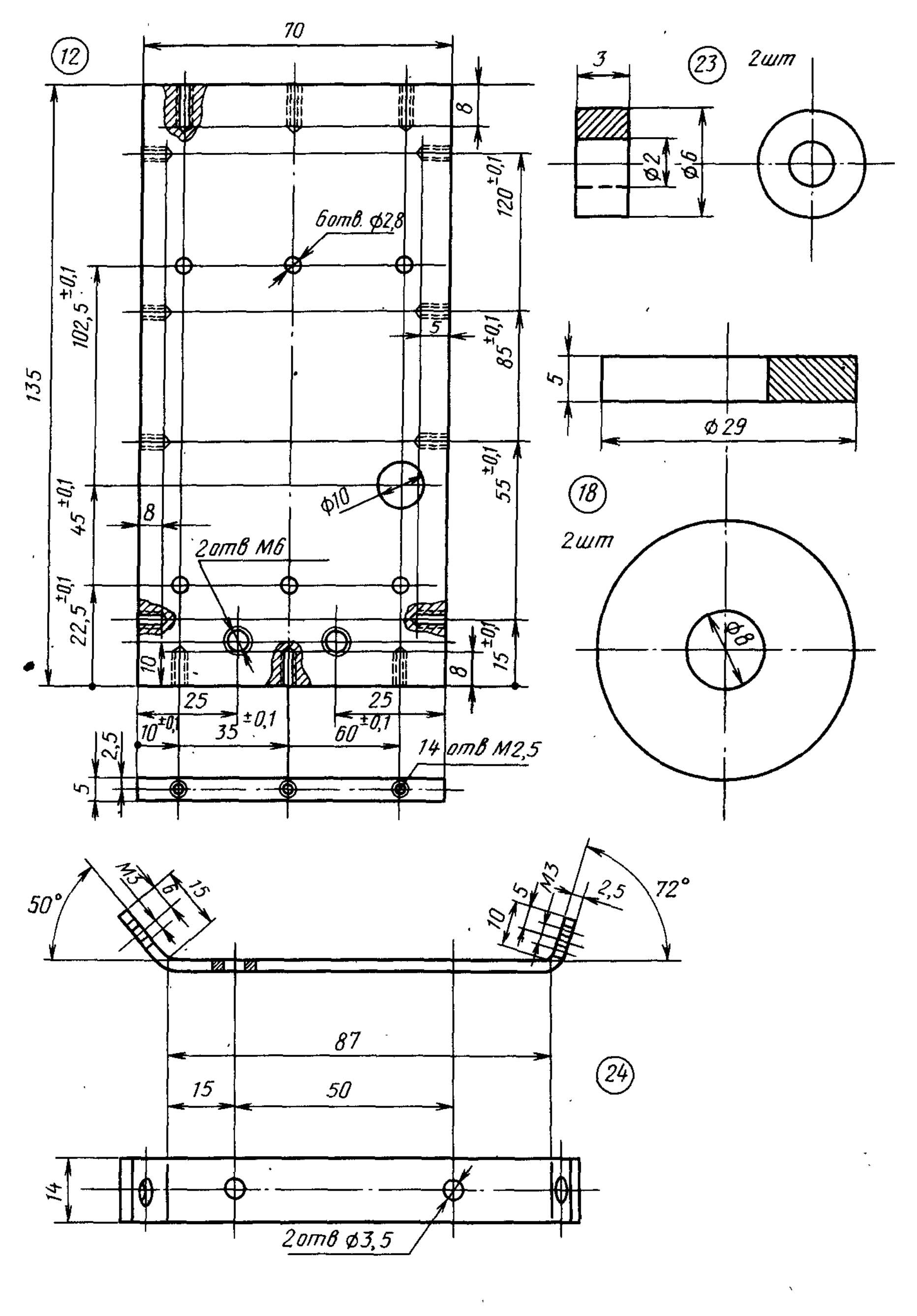


Рис. 45. Продолжение

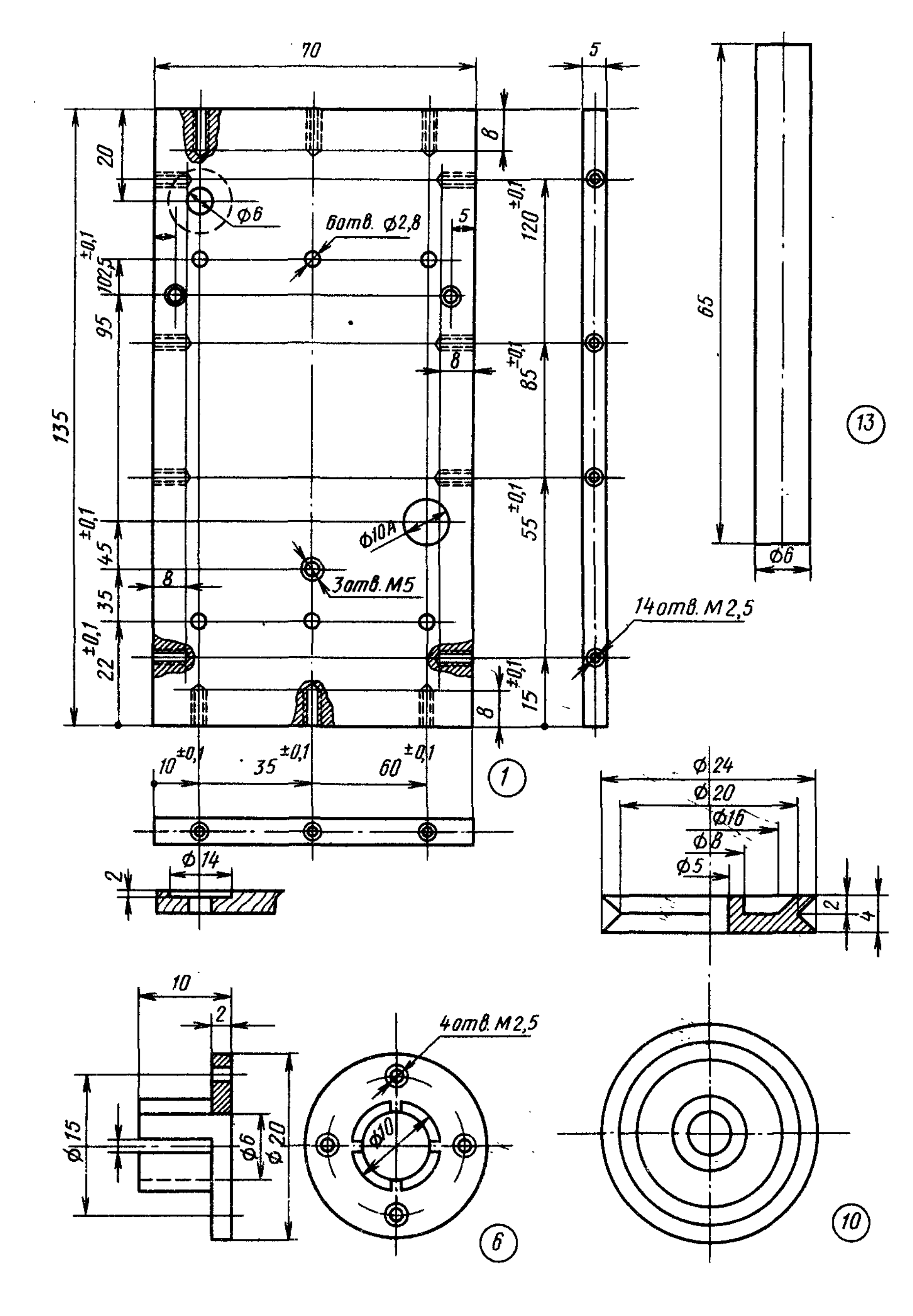


Рис. 45. Продолжение

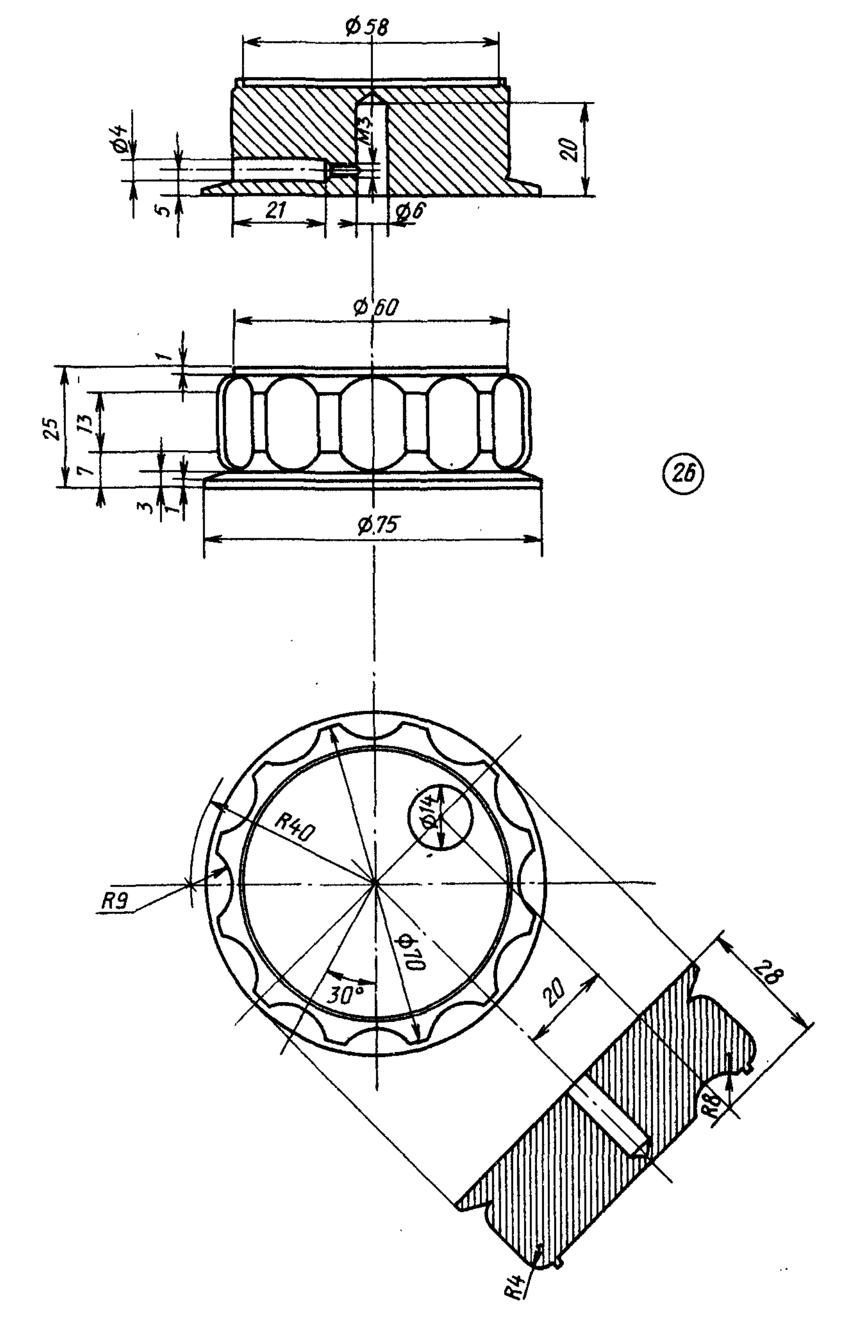


Рис. 45. Продолжение

отверстия, в зависимости от резьбы имеющихся конденсаторов, могут иметь и иную резьбу. Отверстие диаметром 5 мм в передней стенке 1 служит для установки подстроечного конденсатора С3 (А5) типа 1-КПВМ-1 или подобного, а отверстие диаметром 3 мм — для крепления монтажной стойки, на которой соединяются элементы R1, VD1, С2 (А5). Отверстия М3 в детали 25 служат для крепления (через стойки высотой 4—5 мм) платы ДПКД.

Дроссели L2, L3 (А5), соединяющие выводы конденсаторов С12, С13, С10 и С14 (А5), представляют собой бескаркасные катушки, имеющие по десять витков провода ПЭВ 0,5—0,8, намотанного на оправке диаметром 6 мм. Кабель (типа РК-75-1-11 или подобный), соединяющий выход ГПД с входом ДПКД, пропускают сквозь отверстие диаметром 3 мм в стенке 25. Если используется кабель с волновым сопротивлением 50 Ом, номинал резистора R2 (А6) — 51 или 56 Ом. Дроссель L1 (А5) намотан проводом ПЭВ 0,1 в один слой до заполнения на резисторе МЛТ-0,5 с номиналом более 10 кОм.

Сборку блока ведут в таком порядке. В держатель 9 и в верхнюю перегородку 14 запрессовывают подшипники, а в стенки 1 и 12 изнутри — втулки 27. Насадив эти стенки на ось 16, стыкуют детали 1, 12, 14, 25. Ось должна свободно, но без люфта, проворачиваться во втулках. Если ее заклинило, слегка зенкуют отверстия во втулках изнутри блока и шлифуют их упорную поверхность. Если наблюдается заметный люфт, на упорную поверхность втулок накладывают шайбы из тонкой бронзовой или латунной фольги. Затем на внутренний проводник 19 насаживают «горячий» статор 22 так, чтобы его верхняя плоскость была заподлицо с торцом трубки 19, и затягивают стопорный винт. Место соединения не помешает пропаять. В отверстия диаметром 4 мм в «холодном» статоре 2 вводят изолирующие втулки 4, на два винта М2 длиной 18—20 мм надевают сначала латунную шайбу с внешним диаметром 5—6 мм, затем изолирующую 5. Через стойки 23 туго стягивают статоры 2 и 22. Введя внутрь внешнего проводника 17 фторопластовые шайбы-изоляторы 18 (они должны входить туго), сквозь отверстия в шайбах сверху пропускают внутренний проводник 19. Детали 2 и 17 стягивают двумя винтами М2,5. Внешний проводник вставляют в соответствующие отверстия в деталях 14 на глубину, указанную на рис. 44, и фиксируют двумя винтами М2,5 со стороны передней стенки 1 так, чтобы статоры расположились симметрично относительно оси блока.

Керамическую ось 13 с надетым на нее ротором 11 закрепляют в подшипниках с помощью клея «Момент». К блоку прикрепляют верхнюю крышку 8, к ней двумя винтами М3 длиной 8—10 мм притягивают держатель 9 и на 1—1,5 час блок оставляют на просушку После просушки ротор 11 прикрепляют к оси 13 двумя стопорными винтами так, чтобы зазор между пластинами статоров и ротора был постоянным при любом положении ротора. В случае необходимости корректируют наклон оси 13, сдвигая держатель 9 по нижней поверхности крышки 8. Затем «выбирают» люфт подшипников, равномерно отодвигая четырьмя винтами держатель 9 от крышки 8 и постепенно отвинчивая два винта, притягивающие держатель к крышке. При этом нельзя допускать нарушения клеевых соединений. После этой операции ротор должен поворачиваться с некоторым усилием, люфт подшипников рука ощущать не должна.

Средний винт с передней стороны крышки 8 должен иметь цилиндрическую головку диаметром около 5 и высотой 3—4 мм (можно использовать втулку соответствующего диаметра и винт «впотай»). Он служит упором ограничителя хода ротора. В отверстия М2,5, ближние к кромке шкива 3, ввинчивают снизу два ограничительных винта. За винты, установленные сверху в ближние к центру шкива отверстия М2,5,

цепляют пружины, служащие для натяжения тросика узла настройки. Этот синтетический тросик (такой, чтобы заметно не вытягивался) должен иметь диаметр около 0,5 мм.

Все подшипники и ролики блока смазывают маслом для швейных машин. Отрегулированный узел настройки должен обеспечивать мягкий ход ручки настройки, без люфта и «гистерезиса».

МЕЖБЛОЧНЫЙ МОНТАЖ

Электрические соединения между узлами аппарата осуществляют согласно схеме блока квазисенсорного управления (рис. 19) и общей схеме соединений и блока питания (рис. 36). Большинство цепей прокладывают тонким многожильным монтажным проводом НВ-0,12, МГШВ-0,12, МГТФ-0,07, 0,1 или подобными. Цепи питания в целях их выделения желательно проложить более толстым проводом. Коаксиальные линии выполняют из тонкого кабеля РК-75-1-11 (РК-50-1-11) или подобного.

Соединения выполняют по кратчайшему пути, но с учетом того, что по окончании монтажа провода будут увязаны в жгуты, монтажными нитками или колечками из толстого одножильного монтажного провода. Жгуты, проходящие вдоль нижних стяжек (12 и 13 на рис. 37), прикрепляют к этим стяжкам. Провода, идущие от сетевого разъема XP1 и держателя предохранителя F1 к сетевому выключателю SB1 и обратно к силовому трансформатору T1, скручивают попарно и все вместе заключают в экранирующую оплетку. Эти провода прокладывают по иному пути, нежели основной жгут блоков приемного тракта — вдоль перегородки 3. Рядом с проводниками, связывающими выход блока A1 с входом блока A2, выход блока A2 с входом блока A3, выход блока A3 с входом блока A4, выход блока A19 с входом блока A20, проходящими сквозь отверстия в боковых стенках экранирующих коробок, обязательно прокладывают проводники, объединяющие цепи «земля» этих блоков. Симметричные выход блока A18 и вход ПЧ1 блока A19 связывают с помощью помещенных в оплетку от тонкого коаксиального кабеля двух слабо скрученных отрезков провода ПЭЛШО 0,1.

Поскольку в тракте передачи трансивера используется ограничитель речевых сигналов, микрофонная цепь становится весьма чувствительной к фоновым наводкам. Поэтому соединение микрофона (низкоомного динамического) с входом блока A17 следует выполнить витой парой из тонких многожильных монтажных проводов, помещенных в экранирующую оплетку, поверх которой натягивают изолирующую трубку, или специальным микрофонным шнуром аналогичной конструкции. Выводы микрофона подключают к проводам витой пары, его корпус (если такой имеется) — к оплетке. Оплетку соединяют с цепью «земля» только непосредственно около микрофонного разъема, а холодный провод витой пары — только на плате A17.

Большинство блоков аппарата через винты крепления электрически соединено с шасси и, следовательно, с цепью «земля». Нельзя, однако, считать эти соединения надежными — со временем, из-за окисления, контакты в местах винтовых соединений могут ухудшиться. Поэтому цепи «земля» следует обязательно выполнить согласно схеме на рис. 36 или аналогичным образом проводниками того же или большего сечения, что и в цепях питания.

Провода, идущие к контактным площадкам блока A21, пропускают изнутри сквозь соответствующие отверстия в радиаторе и плате. Соединение выхода этого блока с розеткой XS3 желательно выполнить кабелем с фторопластовой изоляцией

РК50-2-21 или подобным. Его оплетку соединяют пайкой с цепью «земля» непосредственно у соответствующего отверстия на плате, а торчащий на 7—10 мм над платой очищенный от изоляции внутренний проводник используют в качестве монтажной стойки, к которой припаивают вывод 2 трансформатора Т5.

НАЛАЖИВАНИЕ

Налаживание трансивера начинают с визуальной проверки межблочного монтажа и его частичной «прозвонки» с помощью омметра, в процессе которой проверяют отсутствие коротких замыканий: цепей питания — на корпус и соседние проводники на печатных платах; обмоток реле (их замыкание приводит к выходу из строя транзисторных ключей на платах квазисенсорного управления); соседних выводов плат, блоков и контактов разъемов. Затем по наличию указанных на рис. 36 напряжений проверяют исправность выпрямителей, предварительно отключив их выходы от нагрузок. Далее к выпрямителям последовательно подключают стабилизаторы — на микросхеме DA1 (рис. 36) и блока А12, выходы которых также должны быть отсоединены от нагрузок. Первый из указанных в наладке не нуждается, а номинальные напряжения на выходах стабилизаторов +12, —12,—5,2 В при номинальной нагрузке (соответственно 0,5, 0,2, 0,6 А) устанавливают путем подбора резисторов R15, R21, R23 (блока А12). Действие защиты по току проверяют, нагружая стабилизаторы через амперметр на реостат с номиналом 50—100 Ом и постепенно уменьшая его сопротивление до нуля. В диапазоне токов нагрузки 0,05—0,5 А выходное напряжение должно оставаться практически неизменным, а ток короткого замыкания не должен превышать 1 А у стабилизатора —5,2 В и 0,7 А у стабилизаторов +12 и —12 В. Закорачивать выходы стабилизаторов можно только кратковременно, на несколько секунд, в противном случае регулирующие транзисторы могут выйти из строя из-за перегрева. Цепи питания блоков подключают к выходам выпрямителей и стабилизаторов по мере и в порядке очередности настройки.

Блоки фильтров А1, А3 и А20 желательно предварительно настроить до их установки в трансивер. Настройку удобно вести с помощь измерителя АЧХ, например типа Х1-49. Характеристическое сопротивление фильтров должно быть согласовано с входным и выходным сопротивлениями измерителя, поэтому к зажимам прибора указанного типа, у которого эти сопротивления равны по 50 Ом, вход и выход блока ДПФ-R подключают непосредственно, блока ДПФ-Т — через согласующие звенья по схеме на рис. 46, а фильтров блока ФОС — через такие же звенья, в которых в качестве резисторов R2 используют переменные с номиналом 470—1 000 Ом.

В блоках ДПФ нужный фильтр включают путем подачи напряжения 16—27 В на обмотки соответствующих реле (например, из блока питания трансивера). Фильтры настраивают по минимуму затухания в полосе пропускания при его неравномерности не более ±1 дБ. Если они выполнены в строгом соответствии с табл. 6, требуемые характеристики достигаются с помощью подстроечных конденсаторов блоков, и при этом полосы пропускания фильтров по уровню —3 дБ на 15—20% шире соответствующих диапазонов. Увеличить (уменьшить) полосу пропускания на 10—20% можно путем сближения (отдаления) двух-трех крайних витков соседних катушек фильтров.

Если в блоке А3 использованы резонаторы того же типа, что и у автора, ФОС настраивают путем перестановки резонаторов до получения приемлемой (1—2 дБ)

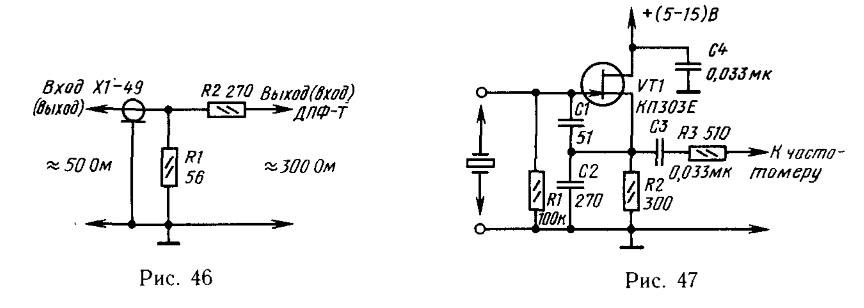


Рис. 46

Рис. 47

неравномерности АЧХ в полосе пропускания. В согласующих звеньях (рис. 46) сопротивления R2 устанавливают около 240 Ом при настройке телефонного и около 70 Ом — телеграфного фильтров. Входы фильтров (на рис. 12 — точки соединения катушки L1 и резонатора ZQ1, левый по схеме вывод резонатора ZQ3) отключают от емкостных делителей C2, C3, C5, C6 и соединяют с выходом согласующего звена через конденсатор емкостью 91 или 270 пФ соответственно, а выходы фильтров (правые по схеме выводы конденсаторов C27 и C26), отключив их от цепей нагрузки в блоке, соединяют с входом согласующего звена непосредственно. Настройку начинают с телефонного фильтра, чтобы в перестановке резонаторов могли участвовать и резонаторы телеграфного фильтра. Если таким путем не удается добиться приемлемой неравномерности АЧХ, можно попытаться изменить сопротивления источника сигнала и нагрузки фильтра, и если при этом достигнуто улучшение, номинал резистора R1 (A3) следует изменить в соответствии с полученным при настройке (R2 на рис. 46 плюс 30 Ом).

В целях оптимального совмещения полос пропускания обоих фильтров частоту резонаторов телеграфного фильтра полезно сдвинуть вверх на 300—500 Гц, частично стирая с обкладок слой серебра. Эту операцию следует проводить очень аккуратно, на ровной поверхности, после каждой подтирки (два-три движения резинкой) промывать резонаторы спиртом или ацетоном и контролировать их частоту с помощью простейшего автогенератора и частотомера (рис. 47). Желательно, чтобы разброс частот резонаторов не превышал 30 Гц.

Если для ФОС применить резонаторы другого типа или значение ПЧ отличается от использованного автором, аналогичные фильтры несложно рассчитать по методике, изложенной в [44], откуда приведем следующие формулы. Характеристическое сопротивление фильтров (Ом)

$$R = L_{кв}(\omega_1 - \omega_{-1}) / \alpha_1 . \qquad (5)$$

Емкости конденсаторов в параллельных ветвях фильтров

$$C_{i,i+1} = C_{n-1,n} = \frac{\sqrt{\alpha_i \alpha_{i+1}}}{L_{кв}\,\omega_0(\omega_1 - \omega_{-1})} . \qquad (6)$$

Емкости конденсаторов, выравнивающих сопротивления звеньев в шестирезонаторном фильтре (рис. 48,*б*):

$$1/C = 1/C_{1,2} - 1/C_{3,4} , \qquad (7)$$

в восьмирезонаторном (рис. 48,*в*):

$$1/C_1 = 1/C_{1,2} + 1/C_{2,3} - 1/C_{3,4} - 1/C_{4,5}, \qquad (8)$$
$$1/C_9 = 1/C_{1,2} - 1/C_{3,4},$$

где $L_{кв}$ — эквивалентная индуктивность резонатора, Гн; ω_1 и ω_{-1} — граничные угловые частоты полосы пропускания $\omega_1 - \omega_{-1} = 2\pi\Delta f$, где Δf — полоса пропускания, Гц; $\omega_0 = 2\pi f_0$ — средняя частота полосы пропускания (для практических расчетов можно брать частоту последовательного резонанса кварца); α_i — коэффициенты для расчета элементов фильтра-прототипа НЧ, которые можно найти, например, в [58].

В табл. 7 приведены коэффициенты, которые использовал автор: при n (порядок фильтра, в данном случае равный числу резонаторов), равном двум — фильтра с баттервортовской характеристикой и затуханием на частоте среза 3 дБ, а при n=6 и n=8 — с чебышевской характеристикой и неравномерностью АЧХ 0,28 дБ.

Индуктивность $L_{кв}$ можно определить, например, по методике, изложенной в [59; 7 с. 19], однако весьма вероятно, что высокой точностью полученное значение отличаться не будет. Необходимые для расчета данные можно получить по-другому. Собирают простейший двухрезонаторный фильтр по схеме на рис. 48,*а*. Емкость конденсатора $C_{1,2}$ выбирают около 30—80 пФ, или, что удобнее, используют градуированный конденсатор переменной емкости. Фильтр подключают к измерителю АЧХ (сопротивление резисторов R2 в согласующих звеньях — около 250 Ом для резонаторов старых и около 100 Ом — новых типов) и, изменяя емкость конденсатора $C_{1,2}$, добиваются необходимой для телефонного фильтра полосы пропускания по уровню —3 дБ. В случае явно выраженной асимметрии АЧХ параллельно резонаторам подключают компенсирующие катушки с индуктивностью, подобранной по минимуму асимметрии, в качестве которых удобно использовать пары дросселей типа Д, ДМ с

Таблица 7

n	α_1	α_2	α_3	α_4
2	1,41	1,41		
6	1,277	1,528	1,878	1,878
8	1,34	1,508	2,019	1,844

Рис. 48

различными номиналами. Затем, пользуясь (5) и подставляя коэффициенты α_1, α_2 при n=2 и найденное экспериментально значение $C_{1,2}$, вычисляют эквивалентную индуктивность резонаторов:

$$L_{кв}=3{,}57 \cdot 10^{-2}/(C_{1,2} f_0 \Delta f).$$

Полученное значение используют для расчета элементов фильтров по формулам (6) — (8).

Для уменьшения влияния емкостей монтажа на параметры восьмирезонаторного фильтра (рис. 48,*в*) Т-образные звенья C2, C3, C4, C1 целесообразно заменить на П-образные C1п, C2п, C3п (рис. 48,*г*), элементы которых рассчитывают по формулам:

$$1/C_{1п}=1/C_2+1/C_1+C_{3,4}/C_2C_1, \quad 1/C_{2п}=1/C_2+1/C_1+C_1/C_2C_{3,4},$$

$$1/C_{3п}=1/C_{3,4}+1/C_1+C_2/C_{3,4}C_1.$$

Если для расчета фильтров используются те же коэффициенты α_i, что и у автора, емкость телефонного фильтра можно найти как $C_{1,2э}K$, где $C_{1,2э}$ — найденное экспериментально значение $C_{1,2}$ двухрезонаторного фильтра; K — коэффициенты, указанные на рис. 48 около конденсаторов фильтров.

Если при измерении АЧХ двухрезонаторного фильтра выяснилась необходимость в компенсирующих катушках, то они безусловно будут нужны в восьмирезонаторном фильтре. Чтобы не ухудшить динамику тракта, эти катушки в ФОС должны быть без ферромагнитных сердечников. Число витков катушек определяют по формуле

$$W=\sqrt{\frac{100L}{D}\left(\frac{l}{D}+0{,}44\right)},$$

где L — индуктивность катушки, найденная при настройке двухрезонаторного фильтра, мкГн; D — диаметр катушки, см; l — длина намотки, см.

Полоса пропускания телефонных фильтров, собранных из современных резонаторов, как правило, получается достаточно широкой и без компенсирующих катушек. А если желательно улучшить симметрию АЧХ такого фильтра, можно параллельно, скажем, крайним резонаторам подключить катушки с малой, подобранной экспериментально индуктивностью.

Емкости конденсаторов шестирезонаторного телеграфного фильтра, полоса пропускания которого примерно втрое меньше, чем телефонного, находят как $3C_{1,2э}K$. Этот фильтр, как и восьмирезонаторный, рассчитан по коэффициентам для фильтра с чебышевской АЧХ. Если желательно иметь фильтр с близкой к баттервортовской характеристикой, обеспечивающей меньший «звон», емкости $C_{1,2}$ следует уменьшить примерно в 1,7 раза, а C — в 3,5 раза. При этом затухание фильтра при больших расстройках уменьшится примерно на 18 дБ, а характеристическое сопротивление возрастет примерно в 2,5 раза, что позволит исключить из схемы на рис. 12 трансформатор T1.

Соединив с выходом выпрямителя +18 В цепи питания реле в блоках A1, A3, A4, A11, A16, A19, A20 и +9 В — в блоке A11, платы блока квазисенсорного управления A8—A10, A15 подключают к источникам +5, +18, +9 и —5,2 В. Затем

проверяют работу этих плат: по уменьшению напряжения примерно до 0,3 В на коллекторе только одного из транзисторов VT3—VT6, VT10—VT13 (блока A10) при нажатии на кнопку соответствующего микропереключателя платы A8 и по срабатыванию реле в блоках A1 и A20; по светодиодам и изменению выходных уровней блока в соответствии с описанием принципиальных схем. При исправных деталях и правильном монтаже блок в наладке не нуждается. Нечеткое срабатывание какого-либо триггера может быть вызвано чрезмерным дребезгом контактов связанного с входом C микропереключателя. В этом случае следует увеличить емкость подключенного к данному входу конденсатора.

Для налаживания (а также для ремонта) блоков A5, A6 полезно изготовить шланг-удлинитель, представляющий собой вилку и розетку ГРПМ-1-31, одноименные контакты которых соединяют отрезками гибкого монтажного провода сечением 0,1—0,4 мм^2 и длиной по 25—30 см. Подключив блок к трансиверу, убеждаются в правильности подачи управляющих уровней на входы переходных устройств блока A6 (VT1, VT3—VT8) и в наличии близких к указанным на рис. 36 напряжений на выходах стабилизаторов блока A6 (VT2, VT9, VT14).

Настраивать ГПД и ДПКД проще всего с помощью осциллографа с полосой пропускания свыше 200 МГц, например С1-75. Прежде всего убеждаются в наличии генерации и близости ее частоты к требуемой, подключив осциллограф к выходу блока A5. Если генерация происходит на частоте существенно ниже требуемой (резонанс дросселя L1), следует увеличить сопротивление резистора R2. С помощью конденсатора C3 период колебаний устанавливают около 5,5 нс. Постоянная составляющая напряжения на выходе блока A5 должна быть около —1,25 В, чего добиваются путем шунтирования диода VD2 или его замены на резистор до 30 Ом. В некоторых случаях ни диода, ни резистора может не потребоваться. Затем проверяют работу ДПКД на диапазонах 3,5—21 МГц, подключаясь осциллографом к выводам 14 микросхем DD2—DD4 (блока A6) и сравнивая периоды импульсов на выходе и входе делителя. Если коэффициенты деления отличаются от требуемых, проверяют поступление управляющих уровней на соответствующие входы микросхем DD3—DD5, в том числе импульса сброса, который должен поступать на выводы *10* микросхем DD2, DD4 при переключениях диапазонов.

Включив диапазон 10 или 160 м, подбирают RC-цепи узла добавления единицы к коэффициентам деления. Длительность импульса запрета, определяемая в основном цепью R54, C15 (A6), должна быть не менее полупериода самой низкой частоты ГПД, т. е. 2,8 нс, но не более примерно 3/4 периода самой верхней частоты, т. е. 3,8 нс. Задержку импульса запрета относительно выходного импульса ДПКД подбирают, варьируя номиналы элементов R42, C11 так, чтобы этот импульс при любых условиях «накрывал» один из импульсов на выводе 9 микросхемы DD1, не искажая соседних.

Наладив ДПКД, к его выходу подключают частотомер и устанавливают границы диапазона перестройки ГПД. Крышки блока A5 при этом должны быть на месте. Если указанные на рис. 45 размеры коаксиальной линии и деталей конденсатора переменной емкости соблюдены достаточно точно, при данных на рис. 15 номиналах конденсаторов C5—C8 эта операция сводится к подстройке конденсатора C3 (A5), например на диапазоне 40 м, где при максимальной емкости конденсатора C4 (A5) частота на выходе ДПКД должна быть не более 14 947 кГц, а при минимальной — не менее 16 317 кГц (учтен запас на краях диапазона по 10 кГц). Расширить

(сузить) диапазон перестройки можно увеличением (уменьшением) емкости конденсатора С6 (А5).

Если нет широкополосного осциллографа, поступают следующим образом. В наличии генерации убеждаются, соединив коллекторную цепь транзистора VT1 с общим проводом через конденсатор емкостью более 10 000 пФ. При этом генерация срывается, и отрицательное напряжение на эмиттере этого транзистора, измеренное через ВЧ дроссель обычным вольтметром (тестером), должно возрасти примерно в 1,5 раза. Восстановив генерацию, конденсаторы С3, С4 устанавливают в положение максимальной емкости, чтобы частота ГПД была заведомо меньше 200 МГц и ДПКД работал без сбоев, измеряют через ВЧ дроссель и добиваются требуемого напряжения на выходе блока ГПД, как это описано ранее. К выходу ДПКД подключают частотомер и проверяют работу делителей в диапазонах 80—15 м. Пусть, например, включен диапазон 80 м, где коэффициент деления должен быть равен 16, и частотомер показал 11 МГц. При включении диапазона 40 м, где $К_д = 12$, частотомер должен показать $11 \cdot 16/12 = 14,667$ МГц, на 30-м диапазоне — $11 \cdot 16/10 = 17,6$ МГц и т. д. Сравнивая показания частотомера на разных диапазонах, можно определить, правильно ли работает ДПКД и какой из делителей «сбоит», но скорее всего — неправильно управляется. Пусть в том же примере требуемые $К_д$ получились для диапазонов 80, 40, 30 и 15 м, а на диапазонах 20 и 16 м вместо ожидаемых частот 5,867 и 9,778 МГц частотомер показал 17,6 и 29, 333 МГц, т. е. втрое больше ожидаемого. Отсюда следует, что не включается $К_{д2} = 6$ во втором каскаде ДПКД, т. е. на вывод 5 микросхемы DD5 (А6) напряжение высокого уровня не поступает и надо искать неисправность в цепи VT7, вывод 10 DD5, выводы 14 и 5 DD5. Если частотомер не реагирует на подключение к выходу ДПКД, следует проверить, «дышит» ли делитель вообще. Для этого измеряют (через ВЧ дроссель) постоянное напряжение на выходах микросхем, от входа к выходу ДПКД. Поскольку скважность импульсов на этих выходах, кроме выводов 3 микросхемы DD5 и 6 DD6, близка к единице, напряжения должны быть примерно посередине между напряжениями высокого и низкого уровней, т. е. составлять примерно 1,2—1,3 В. Таким способом вполне возможно локализовать неисправность.

Включив диапазон 40 м, устанавливают границы диапазона перестройки ГПД, после чего, поставив ротор конденсатора С4 (А5) в среднее положение, проверяют постоянную составляющую напряжения на выходе ГПД и при необходимости корректируют ее. Включают диапазон 10 или 160 м и, впаяв вместо конденсаторов С11 и С15 (А6) подстроечные, устанавливают емкость конденсатора С11 близкой к указанной на схеме и вращают ротор конденсатора С15, добиваясь требуемого $К_д$. Если этого сделать не удается, изменяют емкость конденсатора С11 и вновь вращают С15. При оптимальном значении С11 емкость С15 можно изменять в 1,4—1,5 раза без «срыва» требуемого $К_д$ во всем интервале перестройки ГПД.

Налаживание блока ПЧЗЧ (А4) начинают с проверки УЗЧ. Через резистор R23, временно отпаянный от стоковой цепи транзистора VT4, на вход усилителя подают сигнал от звукового генератора. Регулятор УЗЧ (резистор R2 на рис. 36) устанавливают в положение максимального усиления, которое в полосе частот 300—3000 Гц должно быть около 40 дБ, по 20 дБ на каскад. При необходимости, АЧХ усилителя корректируют изменением емкостей конденсаторов С32, С38 (ограничивают полосу пропускания снизу) и С33, С36 (сверху). Исправный усилитель не должен

вносить заметных на глаз (при контроле осциллографом) искажений формы сигнала при его размахе на выходе до ±11 В (на входе при этом около ±0,11 В), а при дальнейшем увеличении уровня входного сигнала должно наблюдаться симметричное ограничение выходного. Уровень шума и фона при закороченном входе не должен превышать 2 мВ (действующее значение), сдвиг нуля — 50 мВ.

Затем проверяют работу опорного кварцевого генератора DD1 (A4). На его выходе должен наблюдаться сигнал с близкой к прямоугольной формой, с размахом около 11 В и частотой, близкой к номинальной частоте резонатора. Если генерации нет или ее частота значительно отличается от требуемой, следует подобрать конденсатор C23 (A4). Если с помощью подстроечного конденсатора C30 (A4) не удается установить частоту генератора на нижний склон АЧХ фильтра ZQ1 (A3) в положении нормальной боковой полосы, следует изменить индуктивность дросселя L6 (A4).

Налаживание тракта ПЧ ведут при выключенной АРУ и нулевом напряжении на первых затворах транзисторов VT1—VT3 (блока A4) (регулятор усиления ПЧ R1 на рис. 36 в положении максимума усиления). Подав на затвор транзистора VT3 сигнал с частотой, отличающейся от частоты опорного генератора на 1—2 кГц, по максимуму напряжения на выходе УЗЧ настраивают контур L5 C25. Затем проверяют линейность синхронного детектора. Сигнал на стоке транзистора VT4 по форме напоминает амплитудно-модулированный, но верхняя огибающая заметно меньше нижней. Неискаженный размах нижней составляющей должен быть не менее 1 В.

Подчисточный фильтр ZQ1 (A4) настраивают до установки его деталей на плату, во время настройки ФОС. Резисторы R14 и R16 (A4) устанавливают с близким к определенному при настройке для телефонного фильтра номиналом. Нажимая кнопку SB2 «1/3 кHz» (A9) проверяют срабатывание реле K1 (A4) и изменение полосы пропускания фильтра.

К контактной площадке 20 «Вход ПЧ» через конденсатор емкостью 1—2 пФ подключают генератор сигналов с частотой ПЧ и настраивают контуры L1C6, L2C12 (A4). Затем к этому входу подключают выход блока ФОС (A3), генератор сигналов соединяют с цепью затвора транзистора VT1 (A3) и измеряют чувствительность со входа УПЧ, которая должна быть не хуже 0,3 мкВ при отношении сигнал-шум 10 дБ и широкой полосе подчисточного фильтра.

Выход смесителя (блок A2) соединяют с входом блока A3, выключают ГПД-ДПКД, при заземленной контактной площадке 6 (A2) к площадке 5 (A2) через конденсатор емкостью более 1 000 пФ подключают генератор сигналов и подают сигнал с частотой ПЧ и уровнем около 1 мВ. Роторы подстроечных конденсаторов C1, C4 (A3) устанавливают в среднее положение. Подбирая емкость конденсатора C8 (A3), настраивают (грубо) выходной контур блока A2. Усиление тракта ПЧ при этом, скорее всего, потребуется уменьшить. Затем в положении широкой полосы конденсатором C1 (A3) точно подстраивают этот контур по максимуму сигнала на выходе приемного тракта и проверяют его АЧХ. Бóльшая неравномерность ее по сравнению с достигнутой при настройке ФОС может быть вызвана плохим согласованием выхода смесителя с входом ФОС. В этом случае можно изменить сопротивление резистора R6 (A2), но не более чем в 1,5 раза в ту или другую сторону. Если такого изменения окажется недостаточно, следует изменить соотношение емкостей конденсаторов C2, C3 (A3), сохраняя неизменной их сумму, которая, по опыту автора, должна быть близкой к емкости $C_{2,3}$ на рис. 48. Оптимальное значение этих конденсаторов соответствует и максимуму коэффициента передачи в цепи смеситель — ФОС, однако настройка

конденсатора С1 (А3) по максимуму коэффициента передачи может несколько отличаться от настройки по минимуму неравномерности АЧХ.

В положении узкой полосы подстраивают конденсатор С4 (А3). Если ранее пришлось изменить соотношение емкостей С2, С3 (А3), аналогично изменяют соотношение емкостей С5, С6 (А3).

Вход смесителя соединяют с выходом блока ДПФ-R, к входу которого (розетка XS1 или XS2, аттенюатор Е1 (А11) выключен) подключают генератор сигналов или антенну, включают ГПД-ДПКД и проверяют работу приемного тракта на всех диапазонах. Установку тока через смеситель по максимуму динамического диапазона лучше всего провести на диапазоне 20 м, где форма напряжения несущей наиболее близка к меандру. Выходы двух одинаковых генераторов сигналов G1 и G2 объединяют с помощью мостового сумматора, например по схеме на рис. 49, где трансформатор Т1 содержит 2×8 витков слабо скрученных проводов ПЭЛШО-0,15, намотанных на ферритовом кольце М400НН К10×6×5. Мост балансируют подстроечным резистором R2 по минимуму проникновения сигналов с выхода одного генератора на выход другого. Вместо переменного аттенюатора Е1 можно включить внутренний аттенюатор приемного тракта Е1, а при измерениях пользоваться аттенюаторами генераторов.

Резистор R3 (А2) заменяют последовательно включенными постоянным сопротивлением 20—30 Ом и переменным с номиналом 100 Ом, который устанавливают в положение максимального сопротивления. Один из генераторов настраивают на частоту f_1, например 14 040 кГц, другой — на частоту f_2 — 14 060 кГц, а приемник на частоту $f_{п1}=2f_1-f_2=14\,020$ кГц или $f_{п2}=2f_2-f_1=14\,080$ кГц. Уровень сигналов поддерживают одинаковым и увеличивают до тех пор, пока на выходе приемника не появится «продукт» интермодуляции с заметным уровнем. Увеличивая ток через смеситель с помощью переменного резистора, добиваются уменьшения уровня интермодуляционной помехи. Выключив генераторы, убеждаются, что при этом уровень собственных шумов приемника заметно не возрос. Затем, увеличивая уровень входных сигналов на 2—3 дБ, повторяют операцию до тех пор, пока прирост уровня собственных шумов приемника не превысит роста допустимого уровня входных сигналов. При хорошо подобранных транзисторах VT1—VT4 (А2) максимум динамического диапазона выражен слабо и при токе через смеситель 40—50 мА примерно совпадает с максимумом чувствительности. Если параметры транзисторов имеют большой разброс, наблюдаются, как правило, несколько довольно резко выраженных максимумов подавления интермодуляционных помех, не совпадающих с максимумом чувствительности и не одинаковых для продуктов с частотами $f_{п1}$ и $f_{п2}$.

Добившись максимума динамического диапазона, измеряют его значение. Для этого уровень испытательных сигналов устанавливают таким, чтобы интермодуляционная помеха на 10 дБ превышала уровень собственных шумов приемника. Записав затухание аттенюатора Е1, настраивают приемник на частоту одного из генераторов и увеличивают затухание до тех пор, пока уровень сигнала на выходе приемника

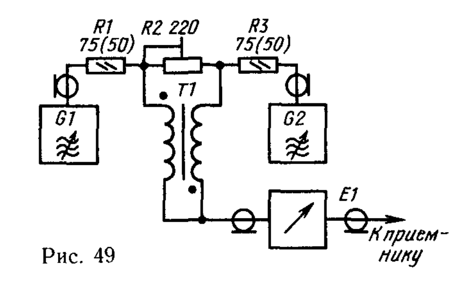


Рис. 49

не уменьшится до значения, на 10 дБ превышающего уровень собственных шумов. Вычтя из затухания аттенюатора ранее записанное, получим значение динамического диапазона с нижней границей, равной чувствительности, измеренной при отношении сигнал-шум 10 дБ. Добавив к полученному значению 6,7 дБ, получим значение динамического диапазона с нижней границей, равной уровню собственных шумов приемника. Действительно, поскольку уровень интермодуляционных помех третьего порядка пропорционален кубу входных сигналов, для уменьшения этих помех до уровня собственных шумов приемника, т. е. на 10 дБ, уровень сигналов обоих генераторов нужно уменьшить по сравнению с ранее установленным на 3,3 дБ. Измерить значение динамического диапазона по отношению к собственным шумам можно и непосредственно, но в этом случае придется отмечать превышение уровня интермодуляционной помехи над уровнем шумов всего на 3 дБ, что менее удобно и, кроме того, при динамическом диапазоне около 100 дБ и более собственный «боковой» шум испытательных генераторов может сильно исказить результаты измерений.

В качестве испытательных необходимо использовать генераторы со сравнительно небольшим уровнем боковых шумов. Ламповые генераторы старых типов, такие как ГСС-6, Г4-18, позволяют измерять динамический диапазон до 110 дБ и более. Некоторые транзисторные генераторы, как, например, широко распространенный типа Г4-102, совершенно непригодны для измерения динамического диапазона высококачественных приемников как из-за высокого уровня боковых шумов, так и из-за интермодуляции, вызванной нелинейностью выходных цепей генераторов, для устранения которой развязки простейших мостовых схем сложения сигналов оказывается недостаточно.

В некоторых случаях возможна паразитная генерация смесителя на СВЧ, особенно при сравнительно больших токах через него, которая проявляется в повышенном уровне шума смесителя на некоторых диапазонах или участках диапазонов, изменяющемся при перестройке ГПД. Для ее устранения часто достаточно включить между коллекторным выводом одного из транзисторов смесителя и подобранной экспериментально точкой «общего провода» на плате конденсатора емкостью 2—10 пФ. Более надежно генерация устраняется при включении в базовую цепь каждого транзистора смесителя по резистору с номиналом 30—200 Ом.

Вход приемника через переменный аттенюатор подключают к выходу генератора сигналов. Увеличивая уровень сигнала на входе от значения, равного чувствительности, и поддерживая постоянным уровень на выходе приемника, с помощью регулятора усиления по ПЧ снимают зависимость (рис. 50) изменения усиления тракта от напряжения в цепи регулировки (контактная площадка 18 в блоке А4). Малой крутизны этой характеристики в области 0—1 В, в целях создания задержки АРУ по напряжению и повышения точности отсчета малых уровней по шкале «S», добиваются подбором сопротивления R1 (А4). Затем, при максимальном усилении тракта, подбирая сопротивление резисторов R3 и R8 (А3), устанавливают напряжение собственных шумов на выходе приемника около 50 мВ. Измеряют чувствительность приемника на всех диапазонах, проверяют линейность АЧХ диапазонных полосовых фильтров и, при необходимости, подстраивают их.

Включают АРУ и снимают зависимость уровня сигнала на выходе от уровня сигнала на входе приемника (рис. 51). Наклон кривой можно регулировать, изменяя сопротивление резистора R35 (А4). К выходу приемника подключают осциллограф, масштаб развертки — 5 мс на деление. На вход приемника подают

сигнал с напряжением 50 мкВ, а затем скачком — 500 мкВ. Наблюдая форму изменения сигнала на выходе, подбором резистора R39 (А4) добиваются наиболее короткой, но достаточно гладкой реакции петли АРУ на возрастание входного сигнала. После этого полезно прослушать эфир, и если заметно «дрожание» сигналов, как бы их модуляция с частотой несколько герц, сопротивление резистора R39 следует еще более увеличить.

С головки миллиамперметра PA1 снимают крышку с целью доступа к его шкале. Включают питание блока A13. Кнопкой SB2 (A15) устанавливают режим «Т». На вход A0 микросхемы DD1 блока A13 (вывод 9) из блока A19 должно поступать напряжение низкого уровня. При отсутствии сигнала на выходе тракта ПЧ подбором резистора R9 (A13) стрелку миллиамперметра устанавливают на нуль. При включенной АРУ регулятор усиления ПЧ устанавливают в положение максимума усиления, на вход приемника подают сигнал, соответствующий уровню S=9+ +80 дБ (0,5 В), и подбором резистора R1 (A13) устанавливают стрелку миллиамперметра на максимум. Затем, уменьшая уровень входного сигнала каждый раз на 20 дБ, отмечают на шкале точки от S=9+60 дБ до S=9 (последнему соответствует входное напряжение 50 мкВ). Далее шкалу калибруют через 1 балл, уменьшая входной уровень каждый раз на 6 дБ.

При налаживании частотомера (блок A7) может потребоваться коррекция значений элементов R7, R8, R11, R12 в целях приведения временных диаграмм в соответствие с рис. 24. Частоту генератора DD1.1 (A7) устанавливают в номинал с помощью элементов C1, C2 (A7), а если это не удается, подбирают индуктивность дросселя L1. Эту частоту измеряют промышленным частотомером или сравнивают ее десятую гармонику с частотой одной из радиостанций службы точных частот, работающих в районе 10 МГц [59, с. 106].

При настроенном приемном тракте в положении нормальной боковой полосы с помощью внешнего частотомера или данного устройства при заземленных входах D всех декад основного счетчика измеряют значение $f_{пч}$ (контактная площадка 17

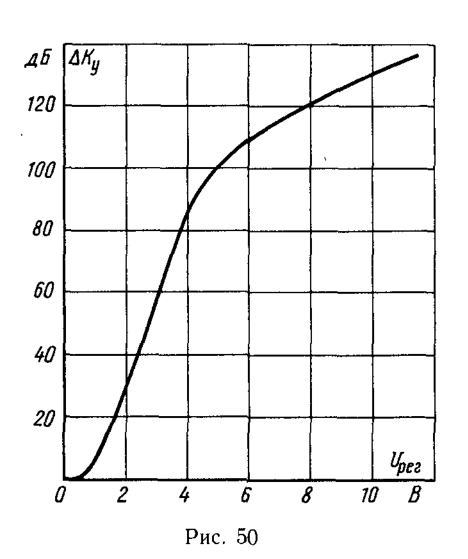


Рис. 50

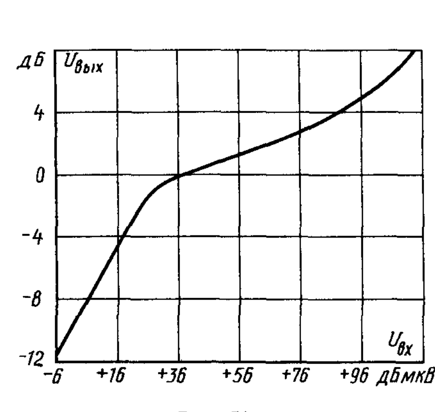


Рис. 51

блока А4). Каждую цифру измеренного с точностью 0,1 кГц значения ПЧ выражают в двоичном коде. Например, в аппарате автора это значение равно 07 957,3 кГц, которое запишем как: 0000, 0111, 1001, 0111, 0011. Эти коды записываются в основной счетчик при работе на ВЧ диапазонах. Теперь вычтем измеренное значение ПЧ из 100 000,0 кГц, в нашем случае получим 92 042,7 кГц, и также запишем эти цифры в двоичном коде: 1001, 0010, 0000, 0100, 0010, 0111. Эти коды записываются в основной счетчик при работе на НЧ диапазонах. Теперь сравним поразрядно обе группы кодов. Если в данном десятичном разряде одноименные двоичные разряды одинаковы и равны нулю, соответствующие входы D счетчика данной декады соединяют с шиной «0», если одинаковы и равны единице — с шиной «1», если равны единице в первой группе кодов и нулю во второй — с шиной «+», а если нулю в первой группе и единице во второй — с шиной «—». В нашем случае, например, в старшем десятичном разряде одинаковы и равны нулю второй и третий двоичный разряды, первый и четвертый равны нулю в первой группе кодов и единице — во второй. Соответственно входы D2 и D4 счетчика DD2.1 (А7) соединим с шиной «0», входы D1 и D8 — с шиной «—». У счетчика DD2.2 (А7) вход D8 соединим с шиной «0», входы D4 и D1 — с шиной «+», а вход D2 — с шиной «1», и т. д.

При работе на инверсной боковой индицируемая частота отличается от действительной частоты настройки на разность между частотами генератора G1 (А4) в режимах нормальной и инверсной боковой.

Налаживая двухтональный генератор (блок А14), подстроечными резисторами R4 и R13 (А14) добиваются надежного режима генерации при минимальных искажениях формы сигналов.

Налаживание блока микрофонного усилителя-ограничителя (А17) начинают с установки напряжения около +3 В на коллекторе транзистора VT1 (А17) подбором резистора R3 (А17). Затем включают двухтональный генератор и проверяют действие ограничителя. Ограничение наступает при размахе противофазных сигналов на выходах операционных усилителей DA2.1 и DA2.2 (А17) около 1,3 В. На выводе *13* микросхемы DA1 (А17) размах напряжения при этом должен достигать 7 В. При дальнейшем увеличении входного напряжения (с помощью резистора R10) размах неискаженного напряжения на выходах микросхемы DA2 должен достигнуть 22 В (максимальная степень ограничения, таким образом, составляет около 25 дБ), а размах ограниченного напряжения на выходе микросхемы DA1.2 должен возрасти не более чем до 12 В.

Далее проверяют усилитель-выпрямитель системы VOX. При переменном напряжении на движке резистора R5 (А17) более 30 мВ (действующее значение) на выходе микросхемы DA1.1 должны наблюдаться импульсы положительной полярности с амплитудой не менее 11 В.

Затем к входу блока подключают микрофон, с которым предполагается работать в эфире, а к выходу (контактная площадка *6*) — телефоны (если низкоомные, то через резистор сопротивлением около 1 кОм). Прослушивая свой голос при различных степенях ограничения, подбирают емкость конденсаторов С4 и С8 (А17) по наиболее приятному и разборчивому звучанию.

В заключение подбором резистора R15 или R12 (А17) устанавливают в тракте МУО такое усиление, чтобы при нахождении движка резистора R10 (А17) в нижнем (по схеме) положении и наиболее громких звуках перед микрофоном размах напряжения на выходах микросхемы DA2 (А17) достигал около 20 В.

Налаживая блок формирователя однополосного сигнала A18, при подключенной нагрузке (смеситель U1 блока A19) подбирают конденсаторы C5—C7 (A18) по наилучшему коэффициенту передачи. Подавления несущей добиваются резистором R5.

С указанным на рис. 29 типом фильтра Z1 при напряжении 4 В (действующее значение) на входе *2* блока A18 напряжение SSB сигнала на каждом из парафазных выходов (контактные площадки 6,7) должно быть около 0,25 В (действующее значение). На резисторе R1 (A18) должно падать около половины входного ЗЧ напряжения. Если используется иной тип фильтра, этот резистор следует подобрать заново.

Настройку блока передатчика A19 начинают с проверки работы узла управления передачей. При подаче на вход *5* «CW» «точек» от телеграфного ключа («нажатию» соответствует замыкание этого входа на общий провод) на выводах *10* и *11* микросхемы DD1 (A19) должны установиться соответственно напряжения высокого и низкого уровней, а на выходе интегратора (вывод *11* микросхемы DD2) должен наблюдаться сигнал трапецеидальной формы с амплитудой около 12 В с симметричными фронтом и спадом длительностью около 5 мс. Симметрии добиваются подбором резистора R16 или R19 (A19). На выходе компаратора (вывод 3 DD3) должны быть импульсы положительной полярности с длительностью, почти равной длительности основания трапеции (см. рис. 31). Проверяют также наличие импульсов на эмиттере повторителя VT9 (A19) и выводах *10, 11* микросхемы DD3 при включенной расстройке.

Дав «нажатие», проверяют работу телеграфного генератора, подключив осциллограф к выводу 1 микросхемы DD4 (A19), где должен наблюдаться сигнал с формой, близкой к «меандру», и с размахом около 11 В. Далее один конец отрезка изолированного провода подпаивают, например, к контактной площадке *20* (A4), другой приближают к монтажу телеграфного генератора и в среднем положении движка резистора R3 (A17), прослушивая сигнал этого генератора на выходе приемного тракта, устанавливают его частоту так, чтобы слышать привычный при приеме телеграфных сигналов тон. Частоту устанавливают с помощью подстроечного конденсатора C29 (A19), а если это не удается, то подбирают индуктивность дросселя L6 (A19). Интервал регулировки тона телеграфного сигнала с помощью варикапа VD3 (A19), на который поступает напряжение с движка резистора R3 (A17), должен быть не менее ±300 Гц.

Используя сигнал телеграфного генератора, настраивают полосовой фильтр ПЧ, включенный после смесителя на транзисторах VT2, VT3 (A19). При этом контролируют напряжение на одном из горячих выводов катушки L8 (A19), где в режиме «CW» оно может достигать 0,15 В (действующее значение). На обмотке *4—5* трансформатора T1 (A19) при подключенной к ней нагрузке (вход блока A20 или резистор 300 Ом) напряжение РЧ около 2 В (действующее значение). Несущая должна быть подавлена не менее чем на 26 дБ, чего добиваются подбором резистора R30 или R31 (A19).

Соединив контактную площадку *7* (A19) с общим проводом, проверяют поступление через транзистор VT1 напряжения питания на смеситель VT2, VT3 и кольцо ФАПЧ. Убеждаются в наличии генерации ГУН на транзисторе VT5, на стоке которого размах напряжения РЧ должен быть более 20 В, в исправности повторителя VT4, в поступлении на контактные площадки 3 и 19 сигналов с частотами $f_{пч1}$ и $f_{пч}$. В режиме нормальной боковой полосы подстроечником катушки L4 устанавливают частоту ГУН равной $f_{пч}+f_{пч1}$, на которой должен произойти «захват» в кольце

ФАПЧ. Размах напряжения частотой $f_{пч1}$, выделенного фильтром C28L9C36C37 на истоке транзистора VT8, «прорезанного» импульсами той же частоты, поступающими на затвор этого транзистора, должен быть около 2 В. При указанной на рис. 30 емкости конденсатора C24 полоса захвата составляет около ±15 кГц, полоса удержания — около ±50 кГц, а уровень побочных колебаний — менее —70 дБ. Полоса захвата увеличится, если использовать конденсатор C24 меньшей емкости, но при этом возрастет и уровень побочных колебаний, что приведет к недопустимому «загрязнению» спектра излучения в режиме SSB.

В положении инверсной боковой полосы ГУН настраивают на частоту $f_{пч} - f_{пч1}$ подстроечным конденсатором C9 (A19). В случае применения в блоке ФОПС фильтра Z1 на верхнюю боковую полосу для коммутации дополнительных конденсаторов C9 и C10 используют нормально замкнутые контакты реле K1, а ГУН настраивают сначала в положении инверсной боковой полосы.

При столь большом размахе гетеродинного напряжения на вторых затворах транзисторов VT2, VT3 (A19) — свыше 20 В, режим смесителя близок к ключевому. Смеситель балансируют подстроечным резистором R13 по минимуму этого напряжения на катушке L1. При подаче сигнала от двухтонального генератора и максимальной степени ограничения в блоке МУО напряжение сигнала на этой катушке — около 1,5 В (действующее значение).

Источники «+9 В» и «+12 В» подключают к блоку PA. Подбором резистора R6 (A21) устанавливают ток через каскад на транзисторах VT3, VT4 около 120 мА. Проверяют напряжение смещения выходных транзисторов на эмиттере транзистора VT5, которое должно быть около 0,7 В в режиме SSB (транзистор VT6 (A19) закрыт) и около 0,4 В в режиме CW (транзистор VT6 (A19) открыт), а также его регулировку переменным резистором R16. Далее, включив последовательно с дросселем L2 амперметр, подают напряжение от выпрямителя «+18 В—Т» и устанавливают начальный ток через оконечный каскад около 15 мА (в режиме SSB). При необходимости корректируют значение резистора R20. Проверяют действие защиты по току (узел на транзисторах VT8, VT9) аналогично тому, как это делалось при испытании стабилизаторов блока A12. Ток короткого замыкания не должен превышать 1 А.

Контактную площадку 4 (A21) соединяют с цепью «+12 В». Подключив к выходу усилителя резистор сопротивлением около 50 Ом, мощностью более 5 Вт, разрывают цепь ALC (отпаяв один из выводов диода VD5), подают на вход усилителя напряжение от генератора сигналов. Подбором резистора R33 добиваются максимума коэффициента усиления. Усилитель должен достигать полной выходной мощности (напряжение 22 В, действующее значение) при напряжении на его входе 0,2 В (действующее значение). Далее снимают АЧХ усилителя в диапазоне 1,8—30 МГц. Ее завал на краях диапазона более 3 дБ свидетельствует прежде всего о плохом качестве согласующих трансформаторов.

Замкнув кольцо ALC, проверяют действие защиты по напряжению и регулировки выходной мощности. При увеличении входного напряжения на 10 дБ выходное не должно возрастать более чем на 1 дБ, а при сбросе нагрузки — не более чем на 3 дБ. С помощью переменного резистора R2 (A17) выходная мощность должна изменяться не менее чем в 5 раз.

Соединив вход усилителя с выходом блока ДПФ-Т и отключив контактную площадку 4 (A21) от цепи «+12 В», подают от телеграфного ключа точки и проверяют форму телеграфных посылок, которая должна быть близкой к колоколообразной, без

резких перегибов. При необходимости, включают стабилитрон VD2 с меньшим или большим сопротивлением стабилизации, или вводят еще один-два диода в цепь VD1, VD2.

Оптимальное напряжение смещения выходных транзисторов в режиме SSB устанавливают по минимуму интермодуляционных составляющих в выходном спектре. Если не удается достичь необходимого подавления этих составляющих, что может быть вызвано значительным разбросом параметров выходных транзисторов, можно добиться некоторого улучшения, подключая параллельно одному из резисторов R24 или R25 (A21) дополнительный, и подобрать его по минимуму искажений. Одновременно при этом следует корректировать и напряжение смещения.

При отсутствии анализатора спектра проконтролировать уровень интермодуляционных искажений можно с помощью внешнего приемника с полосой пропускания по ПЧ менее 1 кГц, имеющего S-метр или иной индикатор выходного уровня, вход которого соединяют с выходом усилителя через резистивный или емкостной делитель 1 : 100 и переменный аттенюатор.

Следует помнить, что при изменении сопротивления нагрузки усилителя оптимальное напряжение смещения может несколько измениться.

Телеграфный ключ (блок A22) при правильном монтаже и исправных деталях налаживания не требует. Изменить диапазон регулировки скорости передачи можно изменением номинала конденсатора C3, а повысить его верхний предел — уменьшением номинала резистора R3.

Дополнительный приемник налаживают так же, как и приемный тракт трансивера. Частоты опорного генератора G1 (A4) дополнительного приемника при работе на нормальной и инверсной боковых устанавливают такими же, как в трансивере, с точностью не хуже 10—20 Гц.

СТЫКОВКА ТРАНСИВЕРА С ВНЕШНИМ УСИЛИТЕЛЕМ МОЩНОСТИ

На разъем XP2, предназначенный для соединения трансивера с внешним усилителем мощности, подсоединены выходы регистра коммутатора диапазонов DD1, DD4 (A10), сигналы с которых можно использовать для управления реле переключения диапазонов этого усилителя. Реле подключают через транзисторные ключи по схеме на рис. 52. Коллекторные цепи транзисторов VT1 можно подключить к источнику «+12 В» трансивера, выход которого также соединен с разъемом XP2.

В ламповых усилителях мощности радиолюбители часто используют бесконтактные переключатели антенны «передача-прием» на основе ограничителя на встречно-параллельных диодах, через небольшую емкость связанного с горячим концом выход-

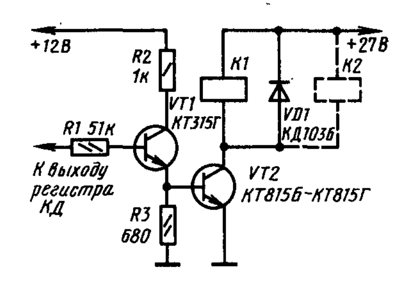


Рис. 52

ного П-контура. При приеме диоды переключателя необходимо надежно запирать, а запирающее напряжение должно быть таким, чтобы под воздействием входных сигналов практически не было изменений не только сопротивления, но и барьерной емкости диодов, которые приводили бы к появлению заметной перекрестной и взаимной модуляции. Для управления такого рода переключателем можно использовать сигнал из цепи QSK, которая также выведена на разъем XP2. Возможная схема переключателя представлена на рис. 53. В режиме приема, когда напряжение в цепи QSK близко к 0, транзисторы VT1 и VT2 закрыты, а диоды заперты обратным напряжением от источника +(60—80) В. При этом сигналы от антенны через выходной П-контур и конденсатор C1 проходят на вход приемника со сравнительно небольшим затуханием. В режиме передачи, когда напряжение в цепи QSK близко к +11 В, транзисторы VT1 и VT2 открыты, и РЧ напряжение, попадающее на диоды коммутатора из анодной цепи, ограничивается на уровне примерно ±1 В.

Емкость конденсатора C1 выбирают, исходя из допустимого среднего прямого тока через диоды. Ее можно оценить по формуле: $C_1 \leqslant 2I_{доп\,ср}/U_A \cdot 2\pi f_в$, где U_A — напряжение анодного питания, $f_в$ — верхняя частота рабочего диапазона. В качестве диодов VD1, VD2 подойдут распространенные импульсные диоды КД510А, имеющие при обратном напряжении 30—40 В общую емкость менее 2 пФ, допускающие средний прямой ток 0,2 А и обратное напряжение 50 В. С этими диодами, например, при анодном напряжении 2 кВ и верхней частоте диапазона 30 МГц емкость C1 должна быть не более 1 пФ. Ее можно увеличить, включив параллельно по нескольку диодов, и тем самым уменьшить затухание коммутатора, которое, кстати, растет с понижением частоты, что соответствует требованию, изложенному на с. 15.

При анодном напряжении около 2—3 кВ конденсатор C1 целесообразно изготовить на основе фторопластовой пластины толщиной 3—4 мм. Кабель, соединяющий коммутатор с приемником, должен быть предельно коротким. Затухание коммутатора на ВЧ диапазонах обычно около 10—15 дБ, что практически не ухудшает приема в условиях большого города. Если на некоторых диапазонах его желательно уменьшить, можно включить коммутируемые резонансные контуры между точкой

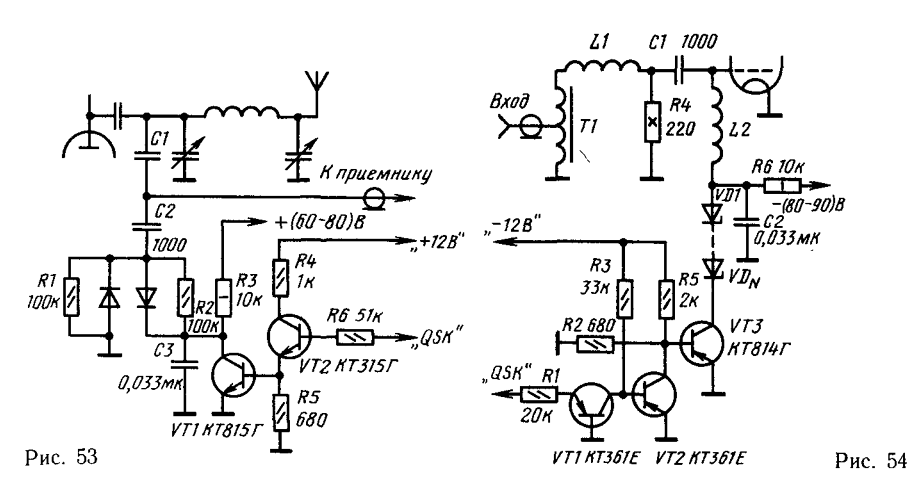


Рис. 53

Рис. 54

соединения конденсаторов C1 и C2, а сигнал на вход приемника снимать с экспериментально подобранных отводов катушек этих контуров или катушек связи.

Сигнал в цепи QSK можно использовать и для запирания выходной лампы усилителя в режиме приема. Возможная схема узла коммутации ее напряжения смещения представлена на рис. 54. В режиме приема транзистор VT1 закрыт, транзистор VT2 открыт, VT3 закрыт, и на сетку лампы VL поступает практически полное напряжение от источника — (80—90) В. В режиме передачи транзисторы VT1 открыт, VT2 закрыт, VT3 открыт. Транзистор VT3 соединяет с общим проводом нижний (по схеме) вывод стабилитрона VD_N из цепи $VD1—VD_N$, определяющей нормальное для данной лампы напряжение смещения в режиме передачи. Для питания коллекторных цепей транзисторов VT1, VT2 можно использовать источник «—12 В» трансивера, выход которого также выведен на разъем XP2.

На рис. 54 показана и широкополосная цепь согласования РЧ выхода трансивера с входом усилителя мощности, выполненного на лампе с высокой крутизной по схеме с заземленным катодом. Входное сопротивление цепи — около 50 Ом. Автотрасформатор T1 повышает входное напряжение вдвое, и амплитуды напряжения возбуждения около 60 В оказывается достаточно для многих современных ламп. После автотрансформатора включена индуктивность L1, которая вместе с индуктивностью рассеяния автотрансформатора и входной емкостью лампы образует фильтр нижних частот с частотой среза, равной высшей частоте рабочего диапазона. Ее значение подбирают экспериментально по максимуму «раскачки» в диапазоне 10 м. Сравнительно низкое сопротивление резистора R4 (он должен быть безындукционным) обеспечивает хорошую устойчивость усилителя. Автотрансформатор T1 мотают в два провода ПЭЛШО 0,15 без скрутки на кольцевом магнитопроводе из феррита М400НН типоразмера К32×20×6. Обмотка содержит 2×10 витков.

В цепь ALC, также выведенную на разъем XP2, можно подать сигнал от порогового детектора, который должен выдавать напряжение положительной полярности свыше примерно 3 В при превышении либо заданного РЧ напряжения на аноде лампы, предотвращая работу усилителя в перенапряженном режиме (такой детектор подключают к анодной цепи через емкостной делитель 1 : 100), либо при появлении сеточного тока (последовательно с дросселем L2 на рис. 54 включают одну из обмоток ЗЧ трансформатора, напряжение с вторичной обмотки которого выпрямляют), либо при действии обоих факторов сразу. Методы получения напряжений для цепи ALC изложены, например, в [60].

Импульсы в цепи «Сброс», также выведенной на разъем XP2, можно использовать, например, для установки устройства коммутации антенн, размещенного в корпусе усилителя мощности, в заданное (приоритетное) положение при переключениях диапазонов.

Провода в шланге, соединяющем трансивер с внешним усилителем мощности, заключают в экранирующую оплетку.

ВОЗМОЖНЫЕ ЗАМЕНЫ

Многие транзисторы и диоды, используемые в трансивере, можно заменить на приборы иных типов.

В блоке A2 транзисторы VT1—VT4 должны иметь граничную частоту коэффициента передачи тока $f_т \geqslant 800$ МГц, допустимую мощность, рассеиваемую на

коллекторе $P_{к\,доп} \geqslant 0{,}5$ Вт, допустимое напряжение на коллекторе $U_{к\,доп} \geqslant 25$ В, допустимый постоянный ток коллектора $I_{к\,доп} \geqslant 50$ мА, емкость коллекторного перехода $C_к \leqslant 10$ пФ, эмиттерного $C_э \leqslant 30$ пФ. Подойдут бескорпусные транзисторы КТ607А, КТ634А-2, КТ637А-2, КТ640А-2, КТ643А-2, корпусные КТ911А—КТ911Г, КТ918А, КТ918Б, КТ939А. С несколько худшими результатами на ВЧ диапазонах можно использовать транзисторы КТ606А, КТ913А, КТ934А. Неплохие результаты — динамический диапазон более 90 дБ — дают и маломощные транзисторы КТ355А, КТ368А, КТ399А и подобные при токе через смеситель около 20 мА и пониженном до 7—8 В напряжении на коллекторах (номинал резистора R7 берут 220—240 Ом). Используя транзисторы с граничной частотой 3—5 ГГц и более, для борьбы с самовозбуждением смесителя на СВЧ безусловно придется в цепь базы каждого транзистора включить последовательно по резистору сопротивлением 30—220 Ом.

В блоке А3 транзистор VT1 можно заменить на КП303В, КП303Г, КП303Е, КП307А—КП307Г, а транзистор VT2 — на КП103Л или пару параллельно соединенных транзисторов КП103Е—КП103И. В блоке А19, А4 и А21 вместо транзисторов КП350Б можно использовать любые из серий КП350, КП306. Транзисторы VT5, VT8, VT14 (А19) и VT4 (А4) — любые из серий КП303, КП307. В качестве транзисторов VT5 (А4), VT4 (А19) подойдут кремниевые маломощные с параметрами: $f_т \geqslant 100$ МГц, $U_{к.доп} \geqslant 12$ В, $P_{к.доп} \geqslant 150$ мВт. В блоке ГПД транзисторы VT1, VT2 (А5) — любые кремниевые маломощные структуры n-p-n диапазона СВЧ, желательно малошумящие. Здесь хорошо работают транзисторы КТ371А, КТ372А. Можно использовать и КТ355А, КТ368А, КТ399А, но при этом, возможно, придется изменить соотношение емкостей С8, С7 (А5). Транзисторы переходных устройств КМОП-ЭСЛ в блоках А6 и А15 могут быть практически любыми кремниевыми маломощными структуры n-p-n. В блоке А7 все транзисторы — кремниевые маломощные структуры n-p-n, VT1—VT8 — с допустимым коллекторным напряжением 25 В и более, VT9—VT15 — не менее 50 В.

Быстродействие ключевых транзисторов в узлах квазисенсорного управления может быть невысоким. Подойдут любые транзисторы соответствующей структуры с параметрами: $h_{21э} \geqslant 50$, $U_{к\,доп} \geqslant 25$ В. Допустимый ток зависит от нагрузки их коллекторных цепей — одно реле типа РЭС-49 потребляет ток 10—12 мА, РЭС-47 — около 50 мА, светодиод — 15—20 мА.

Управляющие транзисторы стабилизаторов напряжений — любые кремниевые структуры n-p-n с параметрами: $h_{21э} \geqslant 20$, $P_{к.доп} \geqslant 10$ Вт, $U_{к.доп} \geqslant 25$ В, $I_{к\,доп} \geqslant 1{,}5$ А. В блоке А12 транзисторы VT1, VT2 должны допускать ток коллектора более 100 мА, как и транзисторы VT3, VT4, которые, кроме того, должны иметь $P_{к\,доп} \geqslant 0{,}3$ Вт.

Транзистор VT1 (А17) можно заменить другим маломощным малошумящим структуры n-p-n. Вместо КТ355А в качестве транзисторов VT10—VT13 (А19) подойдут КТ368А, КТ399А, хуже — КТ325А.

В блоке А21 транзисторы VT3, VT4 можно заменить на КТ606А, КТ913А, КТ934А и подобные, VT5 — на любой из серии КТ503, КТ3117. В оконечном каскаде усилителя мощности можно использовать транзисторы КТ916А, КТ934Б, КТ934Г. Подойдут и КТ922Б, КТ920Б, КТ921А, однако с ними можно ожидать заметного завала АЧХ усилителя на ВЧ диапазонах. С другой стороны, используя два последних из указанных типов транзисторов, предназначенных специально для

линейных усилителей КВ диапазона, можно добиться лучшей линейности амплитудной характеристики усилителя мощности. Транзистор VT8 — кремниевый структуры p-n-p с параметрами: $I_{к\ доп} \geqslant 1{,}5$ А, $h_{21э} \geqslant 50$, $U_{к\ доп} \geqslant 25$ В. Транзистор VT9 должен допускать ток более 30 мА.

Диоды, используемые в блоках А4, А7, А10, А17 и в блоке А21—VD1, VD3, VD4, VD6, VD7 можно заменить практически любыми кремниевыми маломощными с допустимым обратным напряжением более 15 В и прямым током более 10 мА. В блоке А6 цепь диодов VD1—VD3 можно заменить стабистором КС119А, а цепь VD4—VD8 — двумя такими стабисторами. Диод VD1 (А19) должен допускать прямой ток более 30 мА. В блоке А21 диоды VD5, VD6 должны быть высокочастотными, а VD5 (А21), кроме того, должен быть рассчитан на обратное напряжение свыше 30 В.

Диодные мосты выпрямителей блока питания должны выдерживать выпрямленный ток не менее 1А и обратное напряжение более 50 В. Варикап VD1 (А5) можно заменить на Д902, КВ109А-КВ109Г, КВ122А-КВ122В, КВ123. Варикапы VD2 (А19) — на любой из серий КВ104 или КВ113, а VD3 (А19) — на любой из серий Д901, КВ102, КВ117.

Номиналы многих резисторов и конденсаторов в блоках квазисенсорного управления допускают изменение на ±50% и более. Не следует сильно изменять номиналы токозадающих резисторов, включенных последовательно со светодиодами, а при изменении номиналов резисторов в коллекторных цепях транзисторов переходных устройств КМОП-ЭСЛ в блоках А6 и А15 следует сохранить близким к 2,4 : 3 : 4,7 их соотношение.

ЭСЛ-микросхемы серии К500 можно заменить аналогичными серии К100, КМОП-микросхемы серии К561 — на аналогичные из серий К176, К164, К564, кроме микросхем DD1 (А4), DD4 (А19), при замене которых следует проверить работоспособность имеющихся микросхем на частотах около 10 МГц (микросхемы серии К176, например, на этих частотах не работают). Узлы квазисенсорного управления можно выполнить и на базе аналогичных по функциям микросхем более распространенных ТТЛ-серий, однако при этом придется изменить раскладку печатных плат, возрастает энергопотребление.

В блоке А12 микросхемы DA1 и DA2 можно заменить любыми микросхемами операционных усилителей общего назначения с допустимым напряжением питания не менее ±15 В.

Если для фильтров блока А1 есть возможность изготовить полистироловые или фторопластовые каркасы диаметром 12 мм, то за счет повышения добротности катушек можно снизить потери в ДПФ на 1,5—2 дБ, на то же значение улучшить коэффициент шума приемного тракта. Данные катушек на таких каркасах приведены в табл. 8.

Диаметр провода марки ПЭВ-2 приведен без изоляции. Размер l_1 всюду равен 9, а l_2 — 13 мм (см. рис. 41).

Силовой трансформатор Т1 блока питания можно заменить самодельным, рассчитанным на габаритную мощность 45—50 Вт. Его четыре вторичные обмотки следует рассчитать каждую на напряжение 7 В при токе до 2 А. Конструкция трансформатора зависит от возможностей, а его расчет можно найти, например, в [7].

Конструкция катушек контуров ПЧ блока А4 может быть самой разнообразной.

Таблица 8

Данные катушек		Диапазон, м							
		160	80	40	30	20	16	15	10
Число витков	ω1, ω3 ω2	37 30	37 30	21 16	21 16	13 10	13 10	13 10	10 8
Диаметр провода, мм		0,21	0,21	0,38	0,38	0,64	0,64	0,64	0,8
a, мм		3	3	6	6	6	6	6	4
Емкость конденсаторов, пФ	C1, C8 C3, C7	270 180	100 0	51 33	27 0	27 15	20 0	15 0	15 0
	C5	910	200	200	75	100	62	39	33

Сохранив близкую к 6 мкГн индуктивность, их можно выполнить, например, в карбонильных броневых сердечниках СБ-12а, на унифицированных каркасах КВ диапазона транзисторных вещательных приемников, или даже использовать дроссели типа Д, ДМ, ДПМ, а настраивать контуры с помощью подстроечных конденсаторов. В любом случае эти катушки следует помещать в экраны.

Для магнитопроводов широкополосных трансформаторов можно использовать кольцевые никель-цинковые ферритовые сердечники (с маркировкой НН, ННИ) кольцевой формы типоразмеров, близких к К10×6×5 с проницаемостью 200—600. Число витков при этом изменяют в соответствии с изменением проницаемости:

$$\omega_н = \omega_0 \sqrt{\frac{400}{\mu_н}},$$

где $\omega_н$ — новое число витков; ω_0 — прежнее, данное в описании число витков; $\mu_н$ — новое значение начальной магнитной проницаемости.

Конструкцию коаксиальной линии и конденсатора переменной емкости блока А5 можно изменить. Так, в качестве внешнего проводника линии можно с успехом использовать отрезок стандартного круглого или прямоугольного волновода подходящего сечения. И ротор, и статоры КПЕ можно собрать из отдельных пластин толщиной 1—1,5 мм.

ДВУХДИАПАЗОННЫЙ ТЕЛЕГРАФНЫЙ КВ ТРАНСИВЕР

ПАРАМЕТРЫ ТРАНСИВЕРА

Аппарат предназначен для работы телеграфом в диапазонах 20 и 40 м в условиях сильных помех от близкорасположенных передатчиков. Он построен по схеме с одной ПЧ с разделенными трактами передачи и приема, с отдельными ГПД на каждом диапазоне. Последнее позволяет использовать трансивер в режиме

дуплексной работы — передачи на одном диапазоне и одновременно приема — на другом. При передаче и приеме на одном диапазоне режим работы полудуплексный, с самопрослушиванием на рабочей частоте.

Полоса пропускания приемного тракта по уровню —6 дБ — около 0,8 кГц. Коэффициент шума не более 10 дБ, что соответствует пороговой чувствительности —135 дБм или ЭДС чувствительности 0,3 мкВ при входном сопротивлении 75 Ом и отношении сигнал-шум на выходе приемника 10 дБ. Реальная избирательность при расстройках более ±10 кГц не менее 110 дБ. Динамический диапазон по интермодуляции около 110 дБ.

Выходная мощность передающего тракта при напряжении внешнего источника питания оконечного каскада +50 В около 180 Вт в диапазоне 40 м и около 170 Вт в диапазоне 20 м. При питании от внутреннего источника выходная мощность около 40 Вт. Уровень побочных излучений (кроме гармоник) не более —70 дБ. Уровень гармоник не более —36 дБ. Полоса сигнала при передаче со скоростью около 120 знаков в минуту по уровням —60 и —90 дБ не более 1 и 8 кГц. Спектральная плотность шума при расстройках более ±10 кГц менее —130 дБГц.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ТРАНСИВЕРА

На рис. 55 представлена структурная схема аппарата. Два общих для передающего и приемного трактов антенных разъема, по одному на каждый диапазон XS2 и XS3, соединены с входами блока отключения входа приемника A1 ОВП. Блок содержит три реле, из которых K1 и K2 при нажатии на телеграфный ключ отключают антенну того диапазона, на котором ведется передача, от выхода блока A1. Этот выход соединен с контактами реле K1 и K2 через реле K3. Состояние реле K3 определяется тем, на каком диапазоне идет прием. Если прием ведется на другом диапазоне, нежели передача, соответствующее реле K1 или K2 во время передачи оставляет антенну соединенной с выходом блока ОВП.

В блоке A2 антенного коммутатора и аттенюатора АКА содержатся два реле. С помощью реле K1, управляемого переключателем SB2, можно включить или выключить аттенюатор E1 на 20 дБ, а реле K2, управляемое переключателем SB1, соединяет вход приемного тракта либо с выходом блока A2, либо с отдельным разъемом XS1 «Ант. RX».

Выход блока A2 связан с полосовым фильтром Z1 блока приемника A3 (RX). Частота настройки фильтра 7 или 14 МГц определяется состоянием реле, коммутирующих элементы фильтра. С его выходом соединен сигнальный вход смесителя U1, на гетеродинный вход которого поступает напряжение несущей прямоугольной формы из блока A6. Смеситель нагружен на кварцевый фильтр ПЧ ZQ1 со средней частотой около 1685 кГц и полосой пропускания около 0,8 кГц. Между первым и вторым каскадами УПЧ A1 и A2 включен «подчисточный» фильтр ZQ2, улучшающий избирательность тракта и срезающий вторую боковую полосу шума каскада A1. С выхода УПЧ сигнал поступает на ключевой смесительный детектор UR1, на гетеродинный вход которого подается несущая прямоугольной формы с выхода опорного кварцевого генератора G1. Его частота установлена на верхний склон фильтра ZQ1. Продетектированный сигнал усиливается УЗЧ A3, к выходу которого через розетки XS9—XS11 можно подключить две пары головных телефонов и магнитофон.

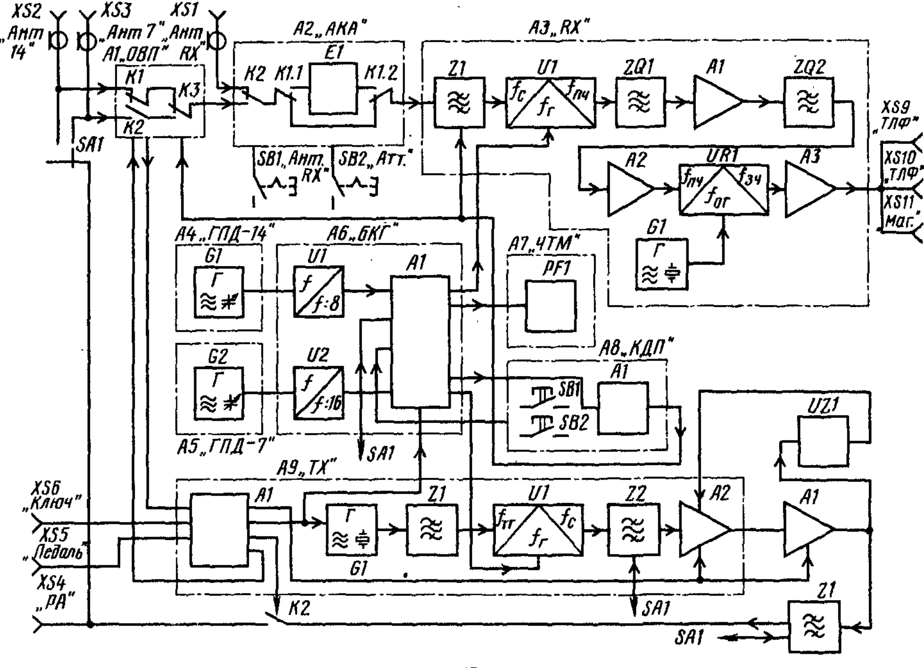


Рис. 55

В трансивере имеется два независимых генератора плавного диапазона (блоки А4 и А5). Генератор G1 (А4) для диапазона 20 м работает в интервале 96,92—99,32 МГц. Делителем U1 (А6), расположенным в блоке коммутации гетеродинов «БКГ», частота генератора делится в 8 раз, после чего интервал изменения частоты несущей, поступающей на гетеродинный вход смесителя U1 (А3), лежит в пределах 12,315—12,415 МГц. Это соответствует перекрытию приемником телеграфного участка диапазона 20 м, т. е. 14,0—14,1 МГц. Интервал частот генератора G1 (А5) — 85,04—86,64 МГц. На выходе делителя на 16 U2 (А6) интервал изменения частоты несущей составляет 5,315—5,415 МГц, что соответствует перекрытию в диапазоне 40 м участка 7,0—7,1 МГц. Гетеродинный вход смесителя приемника подключается к выходам делителей U1 или U2 (А6) через коммутатор А1 (А6) по сигналу из блока квазисенсорного коммутатора диапазонов приемника А8 «КДП» при нажатии кнопок SB1 или SB2. При этом узлом А1 (А6) вырабатывается сигнал, по которому через ключ А1 (А8) переключаются реле входного фильтра приемника и реле К3 (А1).

Вход частотомера (блок А7) «ЧТМ» через коммутатор А1 (А6) подключается к выходу делителя, соединенного со смесителем приемника, т. е. частотомер всегда индицирует частоту настройки приемника.

Рабочий диапазон передатчика определяет положение галетного переключателя SA1, с помощью которого выход передатчика подключают к соответствующей антенне, гетеродинный вход смесителя передатчика — к выходу нужного делителя блока А6 (переключаются фильтры тракта передачи). Выход транзисторного усилителя мощ-

ности передатчика A1, в отличие от лампового, нельзя в режиме приема оставлять подключенным к антенне без риска существенного ухудшения динамического диапазона приемника. В связи с этим для подключения выхода передатчика к антенне использовано реле K2, которое через узел управления передачей A9—A11, размещенный в блоке передатчика TX, включается от педали, соединяемой с разъемом XS5. Телеграфный ключ через разъем XS6 также соединен с одним из входов узла A1 (A9).

При нажатии телеграфного ключа сначала вход приемника отключается от соединенной с выходом передатчика антенны с помощью реле K1 или K2 (A1), после чего запускается телеграфный генератор G1 (A9), вырабатывающий частоту, лежащую в полосе пропускания фильтра ZQ1 (A3). Напряжение прямоугольной формы с выхода телеграфного генератора поступает на очищающий его от гармоник фильтр ПЧ Z1 (A9), который нагружен на смеситель передатчика U1 (A9). На гетеродинный вход смесителя поступает несущая прямоугольной формы из блока A6. Сигнал в диапазонах 14 или 7 МГЦ выделяется коммутируемым с помощью реле фильтром Z2 (A9) и усиливается усилителем A2. На его вход регулировки усиления с одного из выходов узла A1 подается напряжение с формой «трапеция», в результате чего формируются телеграфные посылки с близкой к колоколообразной формой огибающей. Затем сигнал поступает на вход усилителя мощности A2. На его регулировочный вход также подается напряжение трапецеидальной формы. При превышении допустимого напряжения на стоках выходных транзисторов усилителя, что может произойти в случае несогласованной нагрузки, детектором UZ1 вырабатывается сигнал, по которому уменьшается усиление усилителя A2 (A9).

Когда отпускают телеграфный ключ, через время, близкое к задержке отпускания реле K1 или K2 (A1), происходит формирование спада напряжения трапецеидальной формы, и когда оно становится близким к нулю и на выходе передатчика сигнал исчезает, генератор G1 (A9) выключается, а реле K1 или K2 вновь подключает используемую для передачи антенну к выходу блока A1.

Во избежание обгорания контактов реле K2 и возникновения опасных режимов работы транзисторов оконечного каскада передатчика, узлом A1 (A9) осуществляется блокировка переключения реле K2 при наличии сигнала на выходе генератора G1 (A9). Узлом A1 (A9) вырабатывается также сигнал, по которому производится расстройка приемника относительно передатчика, причем только в случае работы передатчика и приемника на одном диапазоне, что определяется узлом A1 (A6).

Коль скоро динамический диапазон приемника, к антенне которого подключен выход транзисторного усилителя мощности, резко ухудшается, возникает вопрос, а нужно ли в таком случае сохранять полудуплексный режим с прослушиванием эфира в паузах между посылками? Ведь гораздо проще использовать реле, подключающее антенну либо к выходу передатчика, либо к выходу приемника. Действительно, высококачественный прием при подключенном выходе передатчика невозможен: в условиях множества сильных сигналов в соседних каналах рабочий канал сильно «загрязняется». Однако оценить обстановку в рабочем канале и вблизи него в паузах между посылками, для чего, собственно, и нужен «полный полудуплекс», все-таки возможно.

На рис. 56 представлена принципиальная схема блока A3 (RX) приемника. Входной полосовой фильтр Z1 (катушки L1—L4) выполнен по схеме LC-фильтра сосредоточенной селекции с индуктивной связью на входе и выходе и с емкостной — между звеньями. К контурам фильтра, настроенного для диапазона 14 МГц, при переходе на диапазон 7 МГц с помощью реле K1—K3 подключаются дополнительные контурные конденсаторы и конденсаторы связи.

С выхода фильтра через симметричную катушку связи L4 сигнал поступает на двухбалансный пассивный ключевой смеситель U1, выполненный на мощных полевых транзисторах VT3—VT6. Сопротивление каналов этих транзисторов коммутируется прямоугольной несущей, парафазное напряжение которой поступает на затворы транзисторов VT3, VT6 и VT4, VT5 с коллекторов транзисторов VT1, VT2 дифференциального усилителя-ограничителя мощности несущей. Базы этих транзисторов связаны с выходами ЭСЛ-элемента DD1, входы которого соединены с соответствующими выходами блока A6 коаксиальными линиями, согласованными на входах блока A3 с помощью резисторов R1 и R3.

Смеситель нагружен на лестничный кварцевый фильтр ПЧZQ1, выполненный на резонаторах B1—B4, а также на примитивный «диплексор», представляющий собой цепь из последовательно соединенных резистора R12 и конденсатора C24. Этой цепью поглощается большая часть мощности побочных продуктов преобразования, что улучшает динамический диапазон смесителя, и в то же время вносимое ею затухание на частоте ПЧ незначительно. Начальное напряжение на затворы транзисторов смесителя поступает с движка подстроечного резистора R29.

Высокая чувствительность приемного тракта обеспечена во многом за счет применения в первом каскаде УПЧ A1 малошумящего полевого транзистора VT8, затвор которого связан с выходом кварцевого фильтра через согласующий резонансный автотрансформатор L7C35C40. Первый каскад УПЧ выполнен по схеме ОИ—ОБ на транзисторах VT8 и VT10, чем обеспечена хорошая устойчивость усилителя к самовозбуждению.

На резонаторах B6, B7 выполнен подчисточный фильтр ZQ2. Его сравнительно низкое характеристическое сопротивление согласовано с высоким выходным сопротивлением первого и входным — второго A2 каскадов УПЧ с помощью емкостных делителей C54, C56 и C57, C58. Каскад A2 выполнен по схеме ОИ—ОЭ на транзисторах VT11, VT7. Максимальное усиление тракта ПЧ устанавливают подбором резистора R15. Регулируют усиление ПЧ вручную с помощью переменного резистора R9, расположенного на лицевой панели аппарата.

Опорный генератор G1 выполнен на микросхеме DD2 и резонаторе B5. Выход генератора связан с цепью затвора транзистора VT9, выполняющего функцию пассивного шунтового ключевого смесительного детектора. Сигнал ЗЧ, образующийся в стоковой цепи этого транзистора, фильтруется цепью R18,C42,R22,C47,C49, представляющей собой двухзвенный фильтр нижних частот с частотой среза около 2 кГц и фильтр верхних частот с частотой среза около 300 Гц. Усилитель ЗЧ выполнен на микросхеме DA1 со стандартными цепями коррекции.

Принципиальная схема блока передатчика A9 (TX) приведена на рис. 57. Его работу иллюстрируют временные диаграммы рис. 58. При нажатии на телеграфный ключ (этому соответствует соединение контактной площадки *5* с цепью «общий

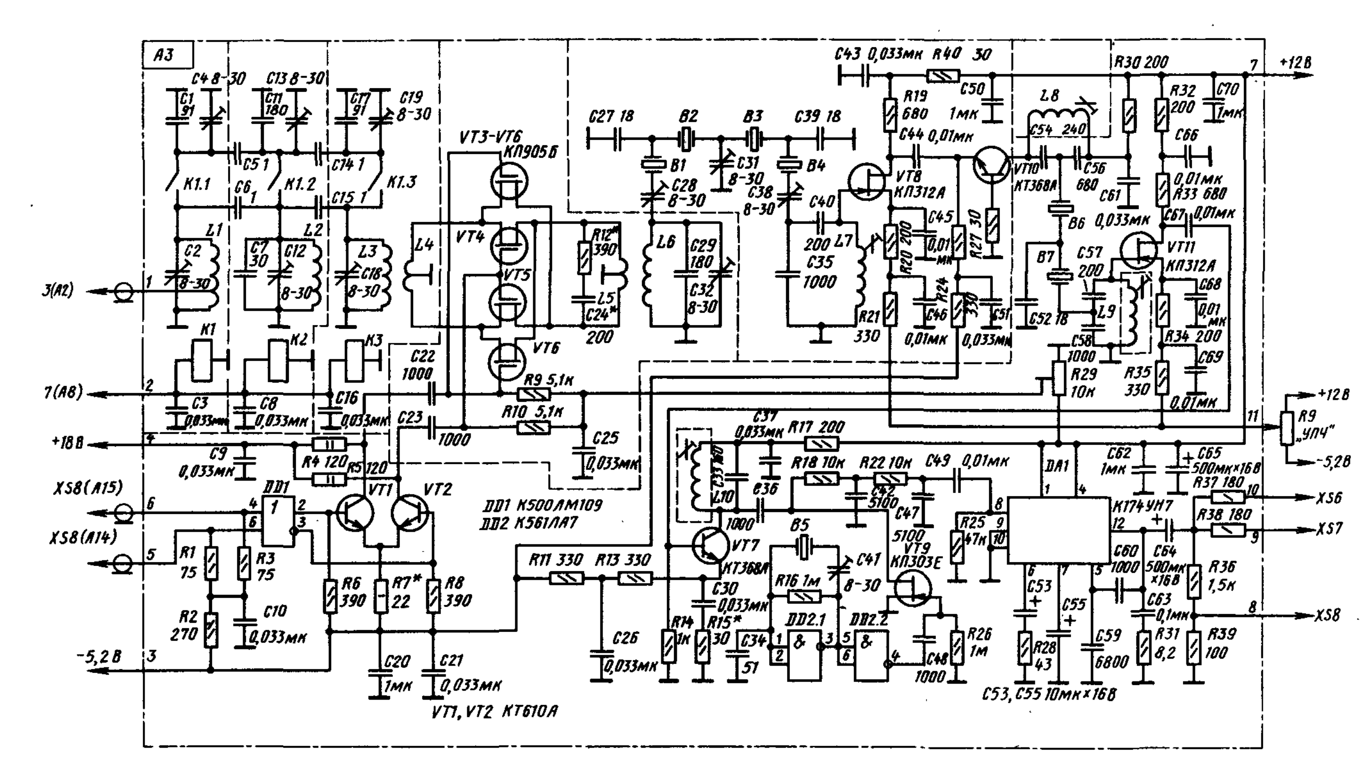

A3
C4 8-30
C13 8-30
C1 91
C11 180
C17 91
C19 8-30
C5 1
C14 1
K1.1
K1.2
K1.3
C6 1
C15 1
L1
L2
L3
C2 8-30
C7 30
C12 8-30
C18 8-30
K1
K2
K3
3(A2)
7(A8)
+18 В
C3 0,033мк
C8 0,033мк
C16 0,033мк
C9 0,033мк
R4 120
R5 120
XS8(A15)
XS8(A14)
DD1
R1 75
R3 75
R2 270
C10 0,033мк
-5,2 В
R6 390
R7* 22
R8 390
C20 1мк
C21 0,033мк
VT1
VT2
VT1, VT2 КТ610А
VT3-VT6
КП905Б
VT4
VT5
VT6
L4
C22 1000
C23 1000
R9 5,1к
R10 5,1к
R12* 390
L5
C24* 200
C25 0,033мк
DD1 К500ЛМ109
DD2 К561ЛА7
C27 18
B2
B3
C39 18
B1
C31 8-30
B4
C28 8-30
C38 8-30
L6
C29 180
C32 8-30
C40 200
L7
C35 1000
C43 0,033мк
R40 30
C50 1мк
R19 680
C44 0,01мк
VT8 КП312А
C45 0,01мк
R21 330
C46 0,01мк
C51 0,033мк
VT10 КТ368А
L8
C54 240
C56 680
B6
B7
C57 200
C52 18
L9
C58 1000
R29 10к
C61 0,033мк
R30 200
R32 200
C70 1мк
C66 0,01мк
R33 680
C67 0,01мк
VT11 КП312А
C68 0,01мк
R34 200
R35 330
C69 0,01мк
+12 В
R9 „УПЧ"
-5,2 В
C37 0,033мк
R17 200
L10
C36 1000
R18 10к
R22 10к
C49 0,01мк
C42 5100
C47 5100
VT7 КТ368А
B5
C41 8-30
VT9 КП303Е
R11 330
R13 330
C26 0,033мк
R16 1м
C30 0,033мк
R14 1к
R15* 30
C34 51
DD2.1
DD2.2
C48 1000
R26 1м
R25 47к
DA1
К174УН7
C62 1мк
C65 500мк×16В
R37 180
R38 180
XS6
XS7
XS8
C60 1000
C64 500мк×16В
C53
C55
C59 6800
R28 43
C63 0,1мк
R31 8,2
R36 1,5к
R39 100
C53, C55 10мк×16В

Рис. 56

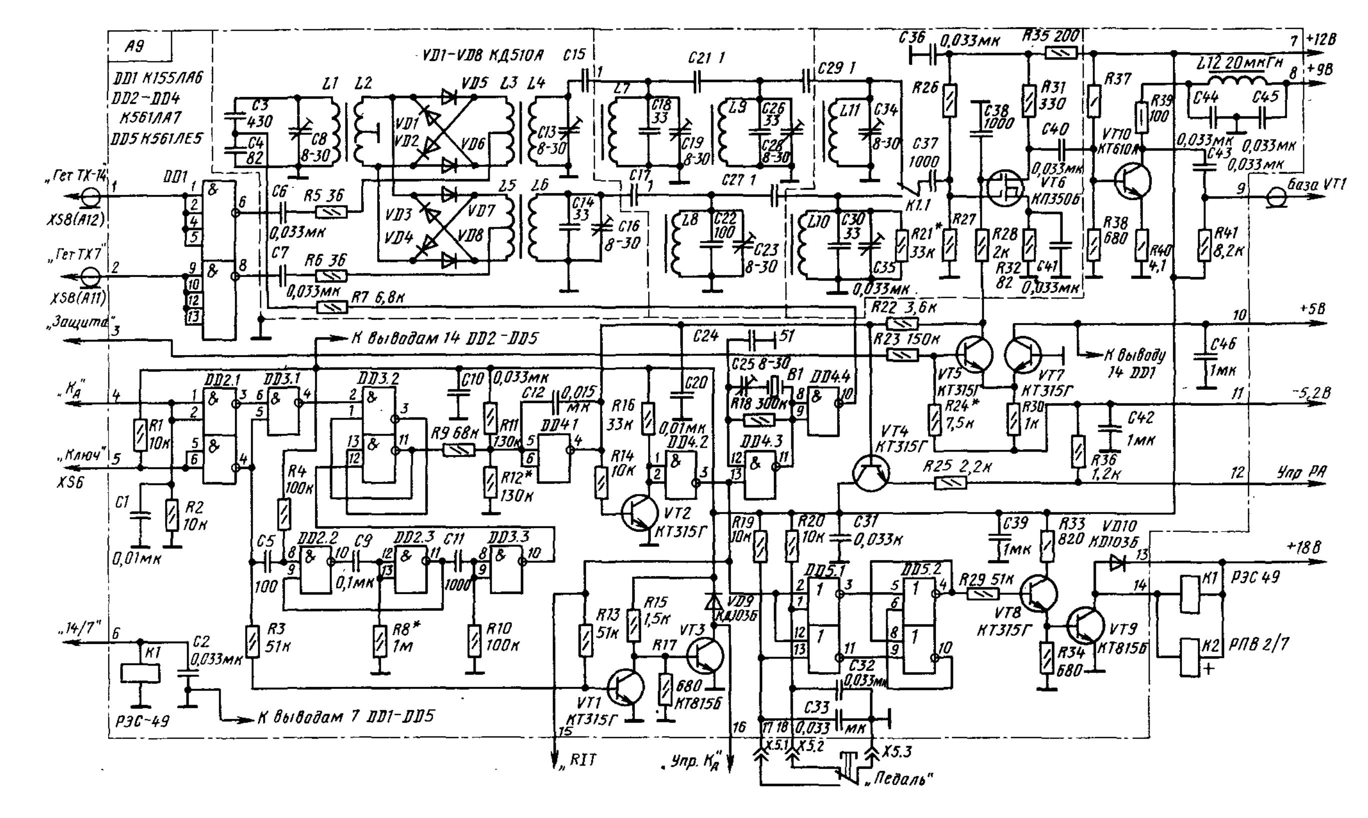

A9
DD1 К155ЛА6
DD2–DD4 К561ЛА7
DD5 К561ЛЕ5
VD1–VD8 КД510А
„Гет ТХ-14"
XS8(A12)
„Гет ТХ7"
XS8(A11)
„Защита"
„K_A"
„Ключ"
XS6
„14/7"
РЭС-49
К выводам 14 DD2–DD5
К выводам 7 DD1–DD5
К выводу 14 DD1
+12В
+9В
+5В
−5,2В
Упр РА
+18В
база VT1
VT1 КТ315Г
VT2 КТ315Г
VT3 КТ815Б
VT4 КТ315Г
VT5 КТ315Г
VT6 КП350Б
VT7 КТ315Г
VT8 КТ315Г
VT9 КТ815Б
VT10 КТ610А
VD9 КД103Б
VD10 КД103Б
L12 20мкГн
K1 РЭС 49
K2 РПВ 2/7
„RIT"
„Упр. K_A"
X5.1
X5.2
X5.3
„Педаль"

Рис. 57

провод», рис. 58,*а*) на выводе *4* микросхемы DD2 появляется напряжение высокого уровня. Током, текущим через резистор R3 в цепь базы транзистора VT1, этот транзистор открывается до насыщения, транзистор VT3 закрывается. Ток через обмотку реле К1 или К2 (А1) отключения входа приемника от антенны прекращается (опасный для транзистора VT3 (А9) импульс напряжения, возникающий при этом на его коллекторе, «поглощается» диодом VD9). Реле отпускает, при этом на контактной площадке 4 (рис. 58,*б*, время задержки отпускания реле типа РЭС44 около 2 мс) напряжение падает от +12 В до 0. На выходе схемы совпадения DD3.1 устанавливается напряжение низкого уровня (рис. 58,*в*), которым RS-триггер, выполненный на элементе DD3.2, переводится в состояние, когда на выводе 11 микросхемы DD3 устанавливается напряжение низкого уровня (рис. 58,*г*).

С выводом 11 соединен вход интегратора DD4.1, на выходе которого начинает формироваться фронт напряжения трапецеидальной формы (рис. 58,*е*), по достижении которым уровня около +0,6 В напряжение высокого уровня появляется на выходе компаратора VT2, DD4.2 (рис. 58,*ж*). Теперь в цепь базы транзистора VT1 течет отпирающий его ток также и через резистор R13. Включается кварцевый телеграфный генератор G1, выполненный на элементе DD4.3 и резонаторе B1. Его сигнал через буферный элемент DD4.4 и резистор R7 подается на одноконтурный фильтр ПЧ Z1, выполненный на элементах L1,C3,C4,C8, который ослабляет высшие гармоники сигнала телеграфного генератора. Фильтр нагружен на два кольцевых смесителя, выполненных на диодах VD1,VD2,VD5,VD6 и VD3,VD4,VD7. Напряжение несущей прямоугольной формы поступает только на один из смесителей — с контактной площадки 1 через верхний (по схеме) элемент микросхемы DD1 на средний вывод катушки L3 при работе в диапазоне 14 МГц или с контактной площадки 2 через нижний (по схеме) элемент микросхемы DD1 на средний вывод катушки L5 (диоды смесителя, на которые не поступает в данный момент напряжение несущей, не проводят и не шунтируют фильтр ПЧ, поскольку размах напряжения ПЧ на крайних выводах катушки L2 не превышает 1 В). Каждый смеситель нагружен на свой диапазонный полосовой фильтр — четырехзвенный L4L7L9L11 диапазона 14 МГц и трехзвенный L6L8L10 диапазона 7 МГц. Сигнал с выхода одного из фильтров через контакты реле К1 поступает на вход первого каскада усилителя мощности, выполненного на транзисторе VT6, и далее на второй каскад на транзисторе VT10. Радиочастотные посылки с плавными фронтом и спадом огибающей образуются при действии

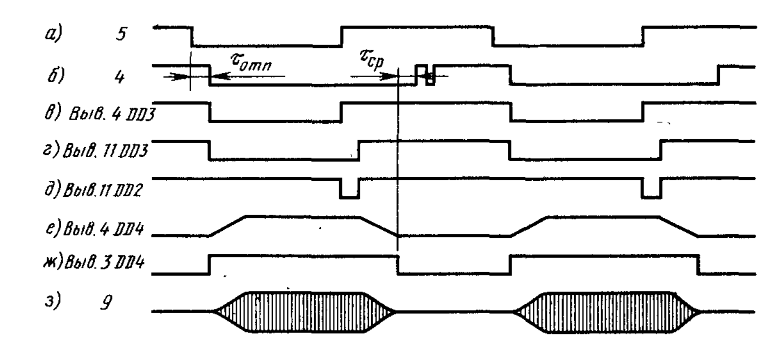


Рис. 58

на второй затвор транзистора VT6 напряжения трапецеидальной формы (рис. 58,*и,е*).

При отпускании телеграфного ключа на контактной площадке *5* восстанавливается напряжение высокого уровня (рис. 58,*а*). Такой же уровень устанавливается и на выходе схемы совпадения DD3.1 (рис. 58,*в*). Из отрицательного перепада напряжения, возникшего на выводе *4* микросхемы DD2 при отпускании ключа, дифференцирующей цепью C5, R4 формируется импульс, запускающий одновибратор, выполненный на элементах DD2.2, DD2.3. Его время релаксации установлено подбором цепи C9, R8, близким к времени отпускания реле K1, K2 блока A1 (рис. 58,*д*). Из положительного фронта импульса на выходе одновибратора дифференцирующей цепью C11,R10 формируется короткий импульс, который инвертируется элементом DD3.3 и воздействует на вывод 12 RS-триггера DD3.2, который возвращается в исходное состояние (рис. 58,*г*). На выходе интегратора DD4.1 начинает формироваться спад напряжения трапецеидальной формы (рис. 58,*е*), уровень РЧ посылки плавно уменьшается (рис. 58,*и*). Когда напряжение на выходе интегратора достигнет примерно 0,6 В, на выходе элемента DD4.2 устанавливается напряжение низкого уровня (рис. 58,*ж*), и колебания генератора DD4.3 срываются. Транзистор VT1 закрывается, открывается транзистор VT3 и срабатывает реле K1 или K2 (блока A1), подключая вход приемника к антенне, и при этом на контактной площадке 4 восстанавливается напряжение высокого уровня. Кратковременное отпускание реле в результате дребезга его контактов (рис. 58,*б*) не приводит к появлению РЧ посылки, поскольку оно возможно только при одновременном нажатии телеграфного ключа и отпускании реле.

На микросхеме DD5 выполнен узел блокировки переключения реле K2, подключающего антенну к выходу передатчика, а также реле K1, включающего напряжение питания на предоконечный каскад усилителя мощности. При нажатии на педаль через контакт XS5.1 напряжение низкого уровня поступает на вывод 13 микросхемы DD5.1. При этом напряжение высокого уровня на выходе данного элемента, которым RS-триггер DD5.2 переводится в состояние, когда такой же уровень устанавливается на выводе 4 триггера и через ключ VT8, VT9 подается напряжение на обмотки реле K1 и K2, может появиться только в случае, если на выводе 3 элемента DD4.2 будет напряжение низкого уровня, т. е. генератор DD4.3 выключен. Точно так же при отпускании педали триггер DD5.2 может вернуться в исходное состояние только при выключенном телеграфном генераторе.

Через эмиттерный повторитель VT4 и делитель R35,R36 напряжение трапецеидальной формы подается на регулировочный вход оконечного каскада усилителя мощности. Уровень «нажатия» на контактной площадке 12 — около +1 В, «молчания» — около —3 В.

Дифференциальный каскад на транзисторах VT5, VT7 служит для защиты транзисторов оконечного каскада усилителя мощности от перегрузок по напряжению. Если все нормально, то транзистор VT5 закрыт, а VT7 открыт. При появлении на контактной площадке 3, соединенной с выходом пикового детектора UZ1 цепи защиты, напряжения более примерно +96 В, транзистор VT5 открывается и шунтирует цепь затвора транзистора VT6 первого каскада усилителя мощности, уменьшая его усиление.

На рис. 59 дана схема предоконечного и оконечного каскадов усиления мощности, а также блоков A1 (ОВП) и A2 (АКА). На транзисторе VT1 выполнен

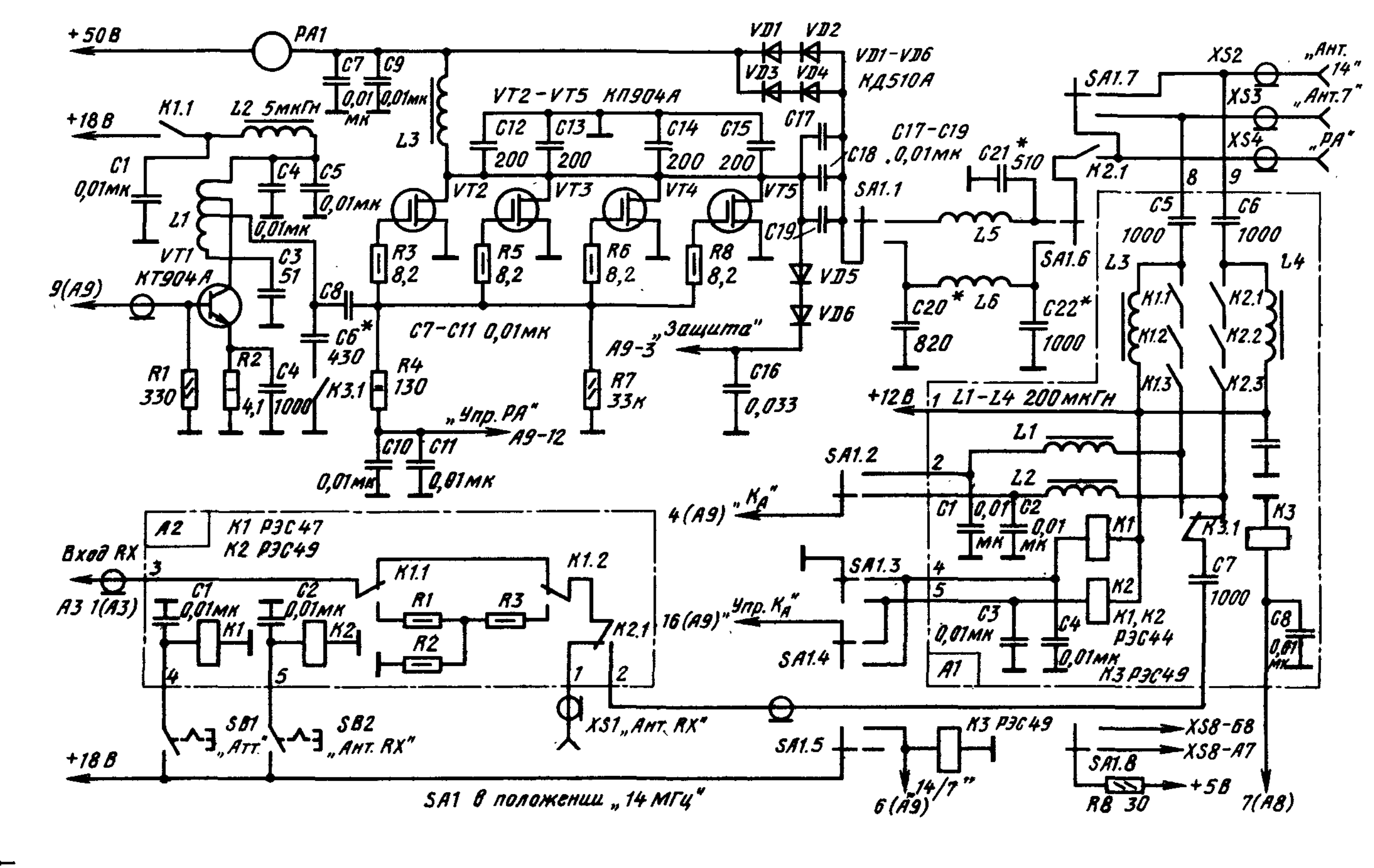

+50 В
PA1
VD1 VD2
VD1-VD6
КД510А
VD3 VD4
C7
0,01 мк
C9
0,01мк
+18 В
K1.1
L2 5мкГн
VT2-VT5 КП904А
C12 200
C13 200
C14 200
C15 200
C17
C17-C19 .0,01мк
C18
C21* 510
L3
C1
0,01мк
C4
C5
0,01мк
L1
0,01мк
VT1
КТ904А
C3 51
9(А9)
C8
R3 8,2
R5 8,2
R6 8,2
R8 8,2
VT2
VT3
VT4
VT5
C19
SA1.1
L5
SA1.6
VD5
VD6
C20* 820
L6
C22* 1000
C6* 430
C7-C11 0,01мк
А9-3 „Защита"
C16 0,033
R1 330
R2 4,1
C4 1000
K3.1
R4 130
R7 33к
„Упр. PA" А9-12
C10
C11
0,01мк
0,01мк
SA1.7
XS2
„Ант. 14"
XS3
„Ант.7"
XS4
„PA"
K2.1
8
9
C5 1000
C6 1000
L3
L4
K1.1
K1.2
K1.3
K2.1
K2.2
K2.3
+12 В
1 L1-L4 200мкГн
L1
L2
SA1.2
2
4(А9) „K_A"
C1 0,01 мк
C2 0,01 мк
K1
K3.1
K3
A2
K1 РЭС47
K2 РЭС49
Вход RX
3
А3 1(А3)
C1 0,01мк
C2 0,01мк
K1
K2
K1.1
R1
R3
R2
K1.2
K2.1
SA1.3
4
5
K2
16(А9) „Упр. K_A"
SA1.4
C3 0,01мк
C4 0,01мк
K1, K2 РЭС44
C7 1000
C8 0,01 мк
A1
K3 РЭС49
4
5
1
2
XS1 „Ант. RX"
SB1 „Атт."
SB2 „Ант. RX"
SA1.5
K3 РЭС49
XS8-Б8
XS8-А7
SA1.8
+5В
R8 30
+18 В
SA1 в положении „14 МГц"
6(А9) „14/7"
7(А8)

Рис. 59

предоконечный каскад усиления мощности. Этот каскад — резонансный, контур L1C3 настроен на частоту 14 МГц. В диапазоне 7 МГц к контуру подключают дополнительный конденсатор C6 с помощью реле K3, на обмотку которого, а также реле K1 (A9), подается напряжение через переключатель SA1.5. В отличие от транзисторов VT6 и VT10 (A9) первых двух каскадов усиления мощности, работающих в режиме A, транзистор VT1 работает в неглубоком режиме C при начальном смещении около +0,4 В, при котором транзистор еще не открыт. Напряжение питания подается в коллекторную цепь транзистора через контакты реле K1 при нажатой педали.

Оконечный каскад передающего тракта выполнен на мощных полевых транзисторах VT2—VT5, включенных параллельно. Для повышения устойчивости каскада к самовозбуждению в цепь затвора каждого транзистора последовательно включены резисторы R3, R5, R6, R8 и входная цепь каскада соединена по РЧ с «общим проводом» через резистор R4 со сравнительно малым сопротивлением. В эту цепь подается управляющее напряжение из блока A9, запирающее транзисторы в отсутствие напряжения возбуждения. Во избежание пробоя транзисторов по цепи затвора в случае обрыва цепи «Упр. PA» введен резистор R7.

Выходное сопротивление каскада около 8 Ом. Реактивные токи через элементы выходного П-фильтра довольно велики, поэтому емкость этого фильтра диапазона 14 МГц со стороны стоковой цепи образована конденсаторами C12—C15, соединенными по кратчайшему пути между стоковым выводом каждого транзистора и общим проводом, а разделительную емкость образуют включенные параллельно конденсаторы C17—C19. В диапазоне 7 МГц со стороны стоковой цепи дополнительно подключается конденсатор C20. На каждом диапазоне в П-фильтре используется отдельная катушка индуктивности — L5 или L6. Элементы П-фильтра рассчитаны на входное сопротивление 8 Ом, выходное — 75 Ом и добротность 3,5.

При полной выходной мощности постоянный ток, потребляемый каскадом, достигает 6,5—7 А. Он контролируется амперметром PA1 с током полного отклонения 10 А.

На элементах VD5,VD6,C16 выполнен пиковый детектор цепи защиты стоковой цепи по напряжению. Эта цепь отрабатывает сравнительно медленно, за несколько микросекунд, а практически мгновенную защиту от перенапряжений обеспечивает цепь диодов VD1—VD4.

Контакты реле K1 и K2 (A1) соединены по РЧ с общими для приемного и передающего трактов антенными разъемами XS2 и XS3 через конденсаторы C5 и C6 (A1). Для повышения надежности отключения при передаче входа приемника использованы все три контактные группы каждого реле. Постоянное напряжение +12 В, соответствующее напряжению высокого уровня КМОП-микросхем в блоке A9, подается на эти контакты через дроссели L3 и L4 (A1), а снимается с них для управления по входу 4 (A9) через дроссели L1 и L2 (A1). Подключение этих дросселей с ферритовыми магнитопроводами к входу приемника не привело к сколь-нибудь заметному ухудшению его динамического диапазона, поскольку РЧ ток через них весьма мал.

При работе передатчика в диапазоне 14 МГц вход *4* (A9) через переключатель SA1.2 соединен с контактами реле K2 (A1). Обмотка реле K2 через переключатель SA1.4 соединена с коллектором ключевого транзистора VT3 (A9), а обмотка реле K1 (A1) через переключатель SA1.3 подключена к общему проводу. Контакты этого

реле постоянно замкнуты. Если переключатель SA1 перевести в положение «7 МГц», то с коллектором транзистора VT3 (А9) будет связана обмотка реле К1 (А1), а контакты реле К2 (А1) будут постоянно замкнуты.

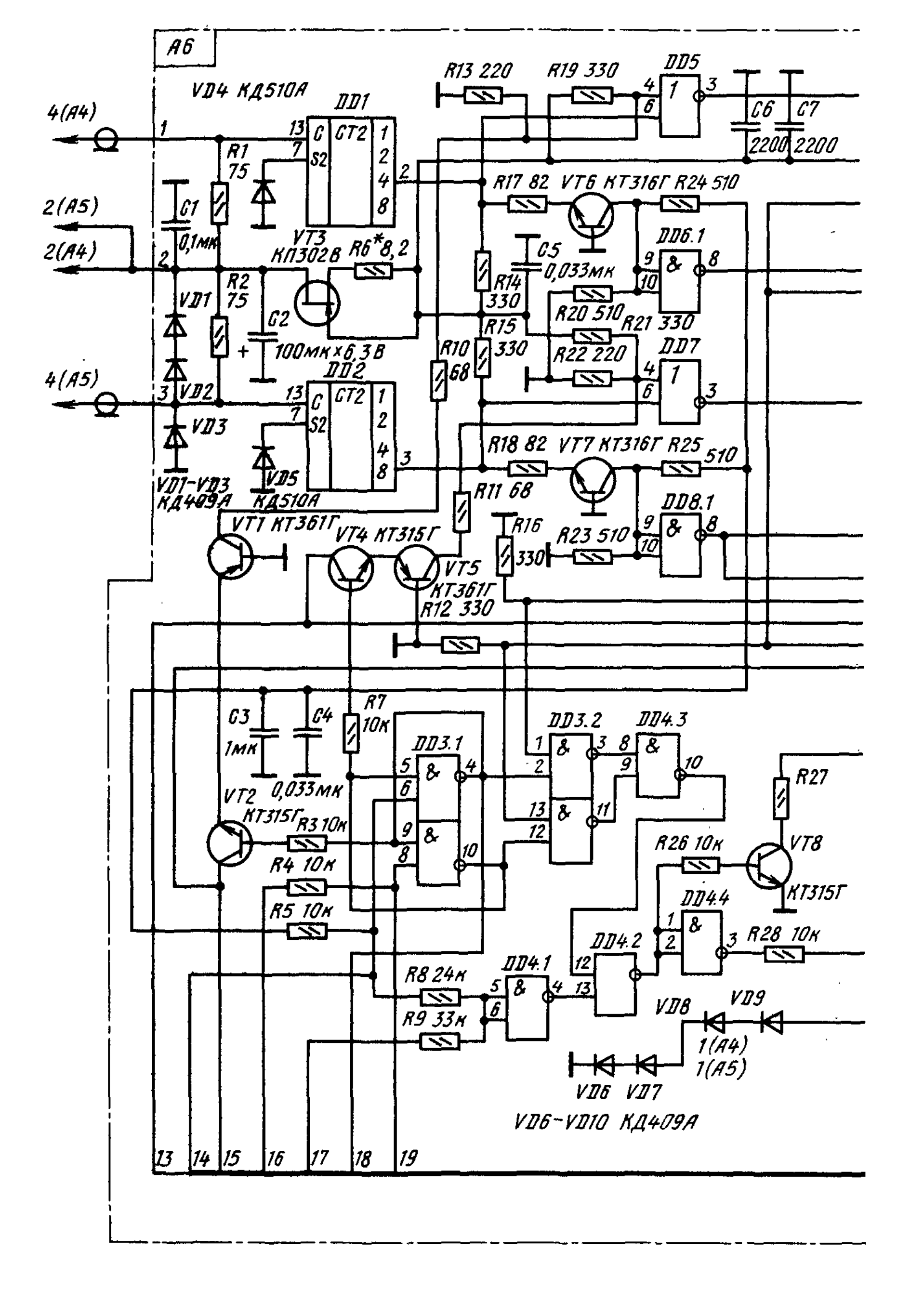
Реле К3 (А1) управляется параллельно с реле К1—К3 (А3) напряжением, поступающим из блока коммутации диапазонов приемника А8. Конденсатор С7 (А1) служит для гальванической развязки цепи управления «Упр.$К_А$» и входа приемника.

Схема блока А2 практически аналогична схеме блока А11 вседиапазонного КВ трансивера (см. рис. 20). Генераторы блоков ГПД А4 и А5 (см. рис. 55) по схеме полностью идентичны генератору блока А5 (рис. 15) и отличаются от него только конструктивно.

Схема блока коммутации гетеродинов А6 (БКГ), а также блока квазисенсорного коммутатора диапазонов приемника А8 (КДП) представлены на рис. 60. Микросхема DD1 (А6) выполняет функцию деления на 8 частоты генератора блока А4 (ГПД-14), а DD2 (А6) — деления на 16 частоты генератора блока А5 (ГПД-7). Вывод 2 микросхемы DD1 соединен с выводом 6 элемента ИЛИ-НЕ (в инверсиях И—НЕ) DD5, служащего для подачи несущей на гетеродинный вход приемника при работе его в диапазоне 14 МГц, а также с входом переходного устройства (ПУ) ЭСЛ-ТТЛ, выполненного на транзисторе VT5. Для диапазона 7 МГц аналогичные функции выполняют узлы на элементах DD7 и VT6.

Предположим, что нажатием кнопки SB1 (А8) приемник включили в диапазон 14 МГц. Напряжение низкого уровня поступило на вывод 8 микросхемы DD3 (А6), и RS-триггер DD3.1 перешел в состояние, при котором на его выводе *10* установилось напряжение высокого уровня, а на выводе *4* — низкого. Открываются транзисторы VT4, VT5 ПУ КМОП-ЭСЛ. На коллекторе первого устанавливается ТТЛ-напряжение низкого уровня, которым запирается схема совпадения на верхнем (по схеме) элементе DD8.2, а на коллекторе второго — ЭСЛ-напряжение высокого уровня, которым закрывается ключ DD7. Загорается светодиод HL1 (А8), индицирующий работу приемника в диапазоне 14 МГц. Транзисторы ПУ КМОП-ЭСЛ VT1, VT2 (А6) закрыты, светодиод HL2 (А8), индицирующий работу приемника в диапазоне 7 МГц, не светится. ТТЛ-напряжением высокого уровня, поступающим с коллектора транзистора VT2 (А6) на вывод *4* нижнего (по схеме) ключа микросхемы DD6.2, этот ключ открывается. С его выхода через схему И—НЕ (в инверсиях ИЛИ—НЕ) DD9 на вход частотомера поступает сигнал деленной на 8 частоты генератора ГПД-14. Несущая этой частоты поступает на гетеродинный вход приемника с выхода ключа DD5, открытого по входу *4* ЭСЛ-напряжением низкого уровня, поступающим с коллектора транзистора VT1. Ключ VT1, VT2 (А8) закрыт, контакты реле К1—К3 (А3) разомкнуты, а контактами реле К3 (А1) выход блока А1 по РЧ соединен с контактами реле К2 (А1).

При нажатии на кнопку SB2 (А8) на выводе *4* RS-треггера DD3.1 (А6) устанавливается напряжение высокого уровня, а на выводе *10* — низкого. Открыты транзисторы VT1, VT2 (А6), горит светодиод HL2 (А8). Ключ DD5 (А6) закрыт, как и нижний (по схеме) элемент DD6.2. Транзисторы VT4, VT5 закрыты, светодиод HL1 (А8) не светится. Открыт ключ DD7(А6), через который несущая диапазона 7 МГц поступает на смеситель приемника. Открыт и верхний (по схеме) элемент микросхемы DD8.2, через который на вход элемента DD9 и далее на вход частотомера поступает сигнал с частотой этой несущей.


A6
VD4 КД510А
4(A4)
2(A5)
2(A4)
4(A5)
DD1
CT2
DD2
R1 75
C1 0,1мк
R2 75
VD1
VD2
VD3
VT3 КП302В
R6* 8,2
C2 100мк×6,3В
VD5 КД510А
VD1-VD3 КД409А
VT1 КТ361Г
VT4 КТ315Г
VT5 КТ361Г
R13 220
R19 330
DD5
C6 2200
C7 2200
R17 82
VT6 КТ316Г
R24 510
C5 0,033мк
R14 330
DD6.1
R20 510
R21 330
R15 330
R22 220
DD7
R10 68
R18 82
VT7 КТ316Г
R25 510
R11 68
R16 330
R23 510
DD8.1
R12 330
C3 1мк
C4 0,033мк
R7 10к
DD3.1
DD3.2
DD4.3
VT2 КТ315Г
R3 10к
R4 10к
R5 10к
R27
VT8 КТ315Г
R26 10к
DD4.4
R28 10к
DD4.2
DD4.1
R8 24к
R9 33к
VD8
VD9
1(A4)
1(A5)
VD6
VD7
VD6-VD10 КД409А
13 14 15 16 17 18 19

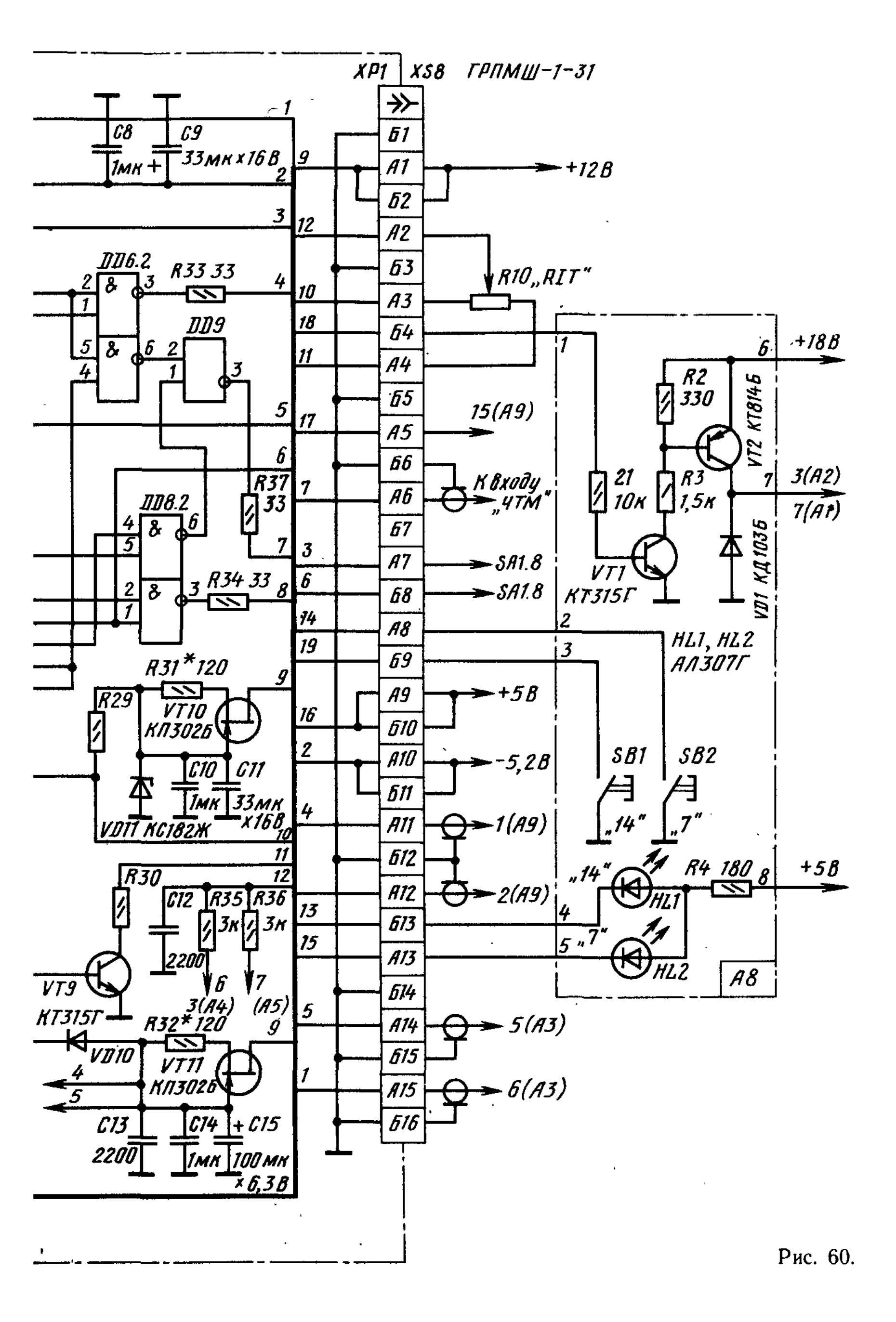

XP1
XS8
ГРПМШ-1-31
C8
1мк
C9
33мк x16В
+12В
R10 „RIT"
DD6.2
R33 33
DD9
15(A9)
R37
33
К входу
„ЧТМ"
DD8.2
R34 33
SA1.8
R31* 120
VT10
КП302Б
R29
C10
1мк
C11
33мк
x16В
VD11 КС182Ж
+5В
-5,2В
1(A9)
2(A9)
R30
C12
2200
R35
3к
R36
3к
VT9
КТ315Г
R32* 120
VD10
VT11
КП302Б
C13
2200
C14
1мк
C15
100мк
x6,3В
5(A3)
6(A3)
+18В
R2
330
VT2 КТ814Б
21
10к
R3
1,5к
3(A2)
7(A1)
VT1
КТ315Г
VD1 КД103Б
HL1, HL2
АЛ307Г
SB1
SB2
„14"
„7"
R4 180
HL1
HL2
A8

Рис. 60.

Коммутация несущих частот для смесителя передатчика происходит по управляющим сигналам, поступающим с переключателя SA1.8 (см. рис. 59). Когда напряжение, соответствующее ТТЛ и КМОП напряжению высокого уровня (около +4,5 В), поступает на контакт XS8—А7, открывается ключ на верхнем (по схеме) элементе DD6.2 и на вход смесителя передатчика поступает несущая для диапазона 14 МГц. В это время нижний (по схеме) элемент DD8.2 закрыт, поскольку его вывод 1 через резистор R16 соединен с общим проводом. Наоборот, этот элемент будет открыт и на смеситель передатчика поступит несущая для диапазона 7 МГц, а верхний (по схеме) элемент DD6.2 закроется, когда напряжение высокого уровня будет поступать на контакт XS8—Б8.

Если передатчик и приемник работают на одном диапазоне, то на выходе одной из схем совпадения микросхемы DD3.2 устанавливается напряжение низкого уровня, а на выводе 10 элемента DD4.3 — высокого. При отжатом телеграфном ключе из блока А9 на контакт XS8—А5 и далее на выводы 5,6 инвертора DD4.1 поступает напряжение низкого уровня и на вывод 13 схемы И—НЕ DD4.2 — высокого. Так как и на вывод 12 этого элемента поступает напряжение высокого уровня, на его выводе 11 — напряжение низкого уровня, на выводе 3 инвертора DD4.4 — высокого. Транзистор VT8 закрыт, а VT9 открыт, и напряжение на контактных площадках 6 и 7, которое поступает на варикапы расстройки в блоках А4 и А5 (VD1 на рис. 15) зависит от положения движка резистора расстройки R10 «RIT». При нажатом ключе на выводы 5,6 инвертора DD4.1 поступает напряжение высокого уровня. Транзистор VT8 открыт, а VT9 закрыт, и напряжение на варикапах расстройки определено соотношением сопротивлений постоянных резисторов R29 и R27 и примерно равно напряжению, снимаемому с движка резистора R10 в его среднем положении.

При работе передатчика и приемника на разных диапазонах независимо от уровня, поступающего на контакт XS8 (А5) из блока А9, транзистор VT8 открыт, а VT9 закрыт, и расстройка выключена, поскольку с вывода *10* элемента DD4.3 поступает напряжение низкого уровня. Таким образом, расстройка действует только при работе приемника и передатчика на одном диапазоне. Делитель R8, R9 служит для согласования напряжений высокого уровня в блоках А9 (около +12 В) и А6 (около +5 В).

Узел на транзисторе VT3 и диодах VD1—VD3 — стабилизатор напряжения около —2 В питания эмиттерных цепей транзисторов генераторов G1 (А4) и G1 (А5), на транзисторе VT11 (А6) и диодах VD6—VD10 (А6), напряжения около +3,5 В для питания коллекторных цепей генераторов, а на транзисторе VT10 (А6) и стабилитроне VD11 (А6) — напряжения около +8 В питания цепи расстройки. Эти узлы аналогичны по схеме и назначению узлам на транзисторах соответственно VT2, VT9 и VT14 схемы на рис. 16.

Схема блока А7 (ЧТМ) в основном аналогична схеме на рис. 23. Но поскольку в данном случае частота приема всегда равна сумме частот ПЧ и гетеродина, в основной счетчик частотомера записывается код, соответствующий значению ПЧ, равному 1 685,0 кГц, путем соединения входов D микросхем основного счетчика с шиной +5 В или общим проводом. Цепь «±» и соответствующие ей шины отсутствуют.

Стабилизаторы блока питания трансивера такие же, как на рис. 21 и 36, только нет стабилизатора «—12 В». Для питания всех цепей, кроме стоковой цепи оконечного каскада усилителя мощности, используется блок питания, аналогичный изображенному на рис. 36. Выпрямитель на диодах VD2 используется только для получения

стабилизированного напряжения +12 В и питания дифференциального усилителя мощности несущей VT1, VT2 (А3) для смесителя приемного тракта. Для питания реле и коллекторной цепи предоконечного каскада усилителя мощности служит выпрямитель VD3. Для питания стоковой цепи оконечного каскада при работе от внутреннего источника питания трансивера установлен еще один трансформатор типа ТН-46, все вторичные обмотки которого соединены последовательно и подключены к мостовому выпрямителю на диодах типа КД202В, нагруженному на емкость 80 000 мкФ×80 В (электролитический конденсатор типа К50-18).

КОНСТРУКЦИЯ И ДЕТАЛИ

Трансивер собран на дюралюминиевом шасси размерами 350×340×160 мм. В его конструкции (рис. 61) реализованы те же принципы, что и для шасси вседиапазонного КВ трансивера. Здесь также имеется лицевая панель *1* и лицевая фальшпанель *2*, связанные винтами М4 впотай через шесть стоек высотой 14 мм. Панель *1* на высоте 25 мм связана четырьмя винтами М3 с панелью *3* ключа и частотомера. Панель *3*, в свою очередь, четырьмя винтами М3 соединена с П-образной перегородкой *4*, к которой сзади прикреплены элементы блока питания. Панель *1* связана с перегородкой *4* и двумя парами цилиндрических стяжек *6*, к которым слева прикреплена плата блока А3 (RX), а справа — блока А9 (TX).

Усилитель мощности вместе с ребристыми радиаторами-теплоотводами выходных транзисторов усилителя мощности, галетный переключатель диапазонов передатчика, детали предоконечного каскада, блок А1, РЧ коаксиальные разъемы и разъемы блока питания для подключения сети и внешнего источника питания усилителя мощности размещены на задней откидной панели *7*. Блок А2 прикреплен к перегородке *4* справа, а слева установлены розетки XS5 «Педаль», XS6 «Ключ», XS7 «Манипулятор» внутреннего телеграфного ключа, XS9 и XS10 «Телефоны», XS11 «Магнитофон», все — типа СГ-3 или СГ-5. Плата блока А8 находится между панелями *1* и *2*.

Детали блоков А4 и А5 размещены в одной закрытой со всех сторон коробке *8* с внешними размерами 80×65×145 мм, собранной из дюралюминиевых пластин толщиной 5 мм. Объем внутри коробки поделен пополам поперечной перегородкой из такого же материала. В качестве конденсаторов переменной емкости (С4 на рис. 15) использованы сдвоенные КПЕ от генератора типа Г4-45, имеющие изолированный от корпуса ротор на керамической оси. Эти КПЕ укреплены на передней крышке коробки, на их оси насажены шкивы диаметром 40 мм, связанные с осями соответствующих ручек настройки подпружиненными тросиками. Эти оси вращаются во втулках, запрессованных в переднюю крышку коробки на высоте 90 мм и в кронштейн, прикрепленный к передней крышке коробки через стойки высотой 20 мм. Платы генераторов вместе с коаксиальными линиями (W1 на рис. 15) размещены в коробке. В качестве этих линий использованы свернутые в двухвитковые кольца отрезки жесткого коаксиального кабеля длиной по 25 см с фторопластовой изоляцией и диаметром внешнего проводника 4 мм. К лицевой панели 1 коробка крепится на стойках высотой 35 мм.

Панели 1 и 2 изготовлены из дюралюминия Д16Т толщиной 3 мм, панель 3 — толщиной 5 мм, детали 4 и 7 — из сплава АМГ толщиной 2,5 мм а 5 и 6 — из дюралюминиевых прутков диаметром 10 мм.

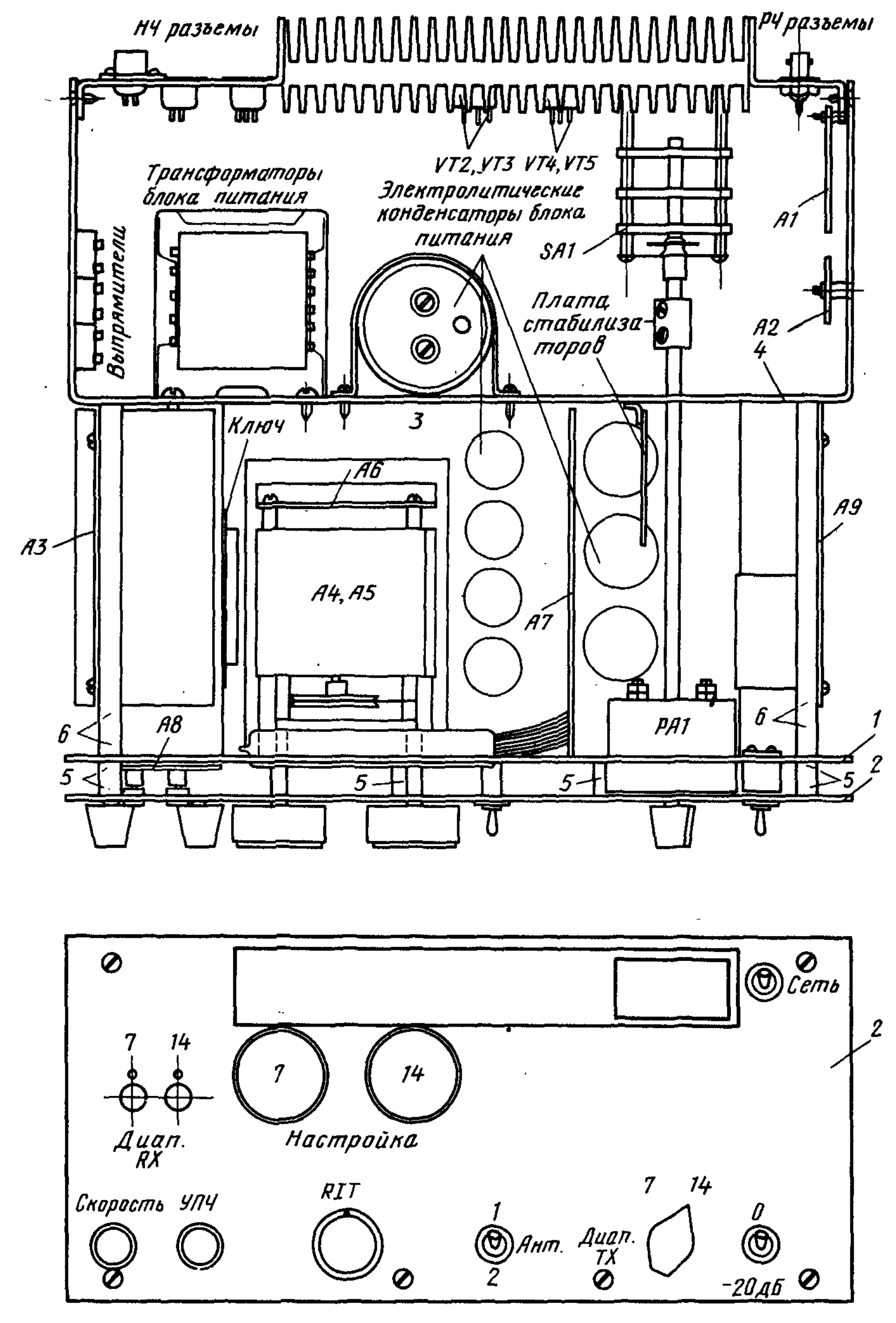

НЧ разъемы
РЧ разъемы
VT2, VT3
VT4, VT5
Трансформаторы блока питания
Электролитические конденсаторы блока питания
SA1
A1
Выпрямители
Плата стабилизаторов
A2
4
3
Ключ
A6
A9
A3
A4, A5
A7
PA1
6
A8
1
2
5
Сеть
7
14
Диап. RX
Настройка
Скорость
УПЧ
RIT
Ант.
Диап. TX
0
-20дБ

Рис. 61

Платы блоков А3 и А9 имеют размеры 130×155 мм. В отдельные экранирующие коробки, спаянные из фольгированного стеклотекстолита и припаянные к платам, заключены, как это указано на принципиальных схемах, входной фильтр приемника (коробка с двумя перегородками), смеситель приемника и кварцевый фильтр с деталями первого каскада УПЧ, фильтры платы передатчика вместе со смесителями и первым каскадом усиления мощности. Катушки L8—L10 (А3) имеют дюралюминиевые экраны размерами 16×16×25 мм.

Катушки L1—L4 (А3) намотаны на крестообразных каркасах с торцевым размером 20×20 мм и высотой 30 мм, изготовленных из полосок двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5—2 мм с прорезями (продольными) по осям длиной 15 мм и той же ширины, что и толщина полосок. Фольга удалена полностью, за исключением участков шириной 3 мм у торцевых краев полосок, служащих для крепления деталей каркасов друг к другу и каркасов к плате методом пайки. Катушки L1 и L3 (А3) имеют по 24 витка провода ПЭВ-2 0,38 (индуктивность около 5,2 мкГн), катушка L2 (А3) — 17 витков провода ПЭВ-2 0,51 (индуктивность около 2,6 мкГн). Длина намотки этих катушек — по 20 мм. Их мотают двумя проводами сразу, после чего один из них удаляют. Отвод у катушки L1 делают от пятого витка (по схеме рис. 56 — снизу). Катушку L4 (А3) мотают двумя проводами ПЭЛШО 0,15 в навал вплотную к холодному концу катушки L3. Обмотка содержит 2×4 витков.

Катушки L5, L6 (А3) намотаны на крестообразных каркасах размерами 25×25×40 мм. Катушка L6 содержит 60 витков провода ПЭЛШО 0,38, намотанных виток к витку, длина намотки 30 мм, индуктивность около 45 мкГн. Поверх катушки L6 ближе к ее холодному концу в два провода ПЭЛШО 0,15 в навал намотана катушка L5, содержащая 2×8 витков.

Катушки L7—L10 (А3) намотаны в горшкообразных карбонильных сердечниках типа СБ12а. Они содержат по 50 витков провода ПЭЛШО 0,38 (индуктивность около 50 мкГн).

Катушки L1—L11 (А9) намотаны на кольцевых магнитопроводах из феррита М30ВЧ-2 (М30ВН-9) типоразмера К20×10×5. Катушка L1 содержит 68 витков провода ПЭЛШО 0,38, индуктивность около 105 мкГн. Катушка L2 содержит 2×5 витков провода ПЭЛШО 0,15. Катушка L3 имеет 2×1, а L5—2×2 витков того же провода. Катушки L4, L11 имеют по 13, а L7, L9 по девять витков провода ПЭВ-2 0,69. Катушки L6, L10 содержат по 20, а катушка L8 — 14 витков провода ПЭВ-2 0,51. Обмотки контурных катушек размещены примерно на 2/3 периметра сердечника, а обмотки катушек связи — на оставшейся части, в навал.

Катушка L1 (рис. 59) — бескаркасная и содержит 12 витков голого медного провода диаметром 1 мм, намотанных на оправке диаметром 12 мм (диаметр обмотки после снятия с оправки — около 15 мм). Отвод, идущий к коллектору транзистора VT1, сделан от второго, а идущий к затворам транзисторов VT2—VT5 — от пятого витка, считая от холодного конца катушки. Катушки выходного П-фильтра также бескаркасные. Катушка L5 содержит четыре, а L6 — шесть витков голого медного провода диаметром 3 мм, намотанных на оправке диаметром 32 мм.

Дроссели L1—L4 (А1), L12 (А9) — типа Д0,1 или подобные, L2 — типа Д1,2. Дроссель L3 намотан на кольцевом магнитопроводе из феррита М400НН типоразмера К32×20×6 и содержит шесть витков провода ПЭЛШО 0,8.

Резистор R40 (А9) состоит из двух резисторов МЛТ-0,125 с номиналом 8,2 Ом,

включенных параллельно, резистор R2 — из двух резисторов МЛТ-0,5 с тем же номиналом. Конденсаторы С12—С15, С20—С22—типа КТ-3, причем конденсаторы С20—С22 состоят каждый из двух или трех конденсаторов, подбираемых при настройке. В остальном, в трансивере использованы те же типы деталей, что и во вседиапазонном КВ трансивере. При замене деталей можно руководствоватся соображениями, изложенными для этого трансивера.

НАЛАЖИВАНИЕ

Проверив межблочный монтаж, работу блока питания и стабилизаторов (в том числе блока А6), настраивают блоки ГПД А4 и А5, как это описано для аналогичных узлов вседиапазонного КВ трансивера. Диапазон перестройки генераторов устанавливают подбором конденсаторов С5—С8 (рис. 15).

В блоке А6 может потребоваться коррекция сопротивления резисторов R24, R25, которые подбирают по наибольшей близости к меандру формы сигнала на выходах элементов DD6.1, DD8.1. Манипулируя переключателями SA1 (А6) и SB1, SB2 (А8), проверяют работу узлов на цифровых микросхемах по выходным сигналам блока.

Настройку блока А3 (RX) начинают с проверки УЗЧ, который при правильном монтаже и исправных деталях в налаживании не нуждается. Затем проверяют работу опорного генератора DD2 и смесительного детектора VT9, как это описано для аналогичных узлов вседиапазонного КВ трансивера. Подав сигнал с частотой ПЧ на затвор транзистора VT11, настраивают контур L10C33. Затем, подключив генератор сигналов к цепи затвора транзистора VT8, настраивают контуры L8 и L9 и снимают АЧХ подчисточного фильтра В6, В7. В полосе 0,8 кГц неравномерность АЧХ должна быть не более 2 дБ, чего добиваются небольшой расстройкой указанных контуров относительно максимума коэффициента передачи. Частоту опорного генератора DD2 устанавливают на верхний склон АЧХ фильтра.

Отключив выводы катушки L5 от стоковых цепей транзисторов смесителя, включают генератор сигналов между общим проводом и одним из выводов этой катушки. Настраивают контуры L6 и L7 подстройкой конденсаторов С28, С31, С38; с одновременной подстройкой указанных контуров добиваются приемлемой АЧХ тракта ПЧ, неравномерность которой в полосе 0,8 кГц не должна превышать 6 дБ. Проверку АЧХ и настройку фильтров, конечно, удобнее вести с помощью измерителя АЧХ.

Автором использованы резонаторы с эквивалентной индуктивностью около 1,5 Гн. Характеристическое сопротивление обоих кварцевых фильтров тракта ПЧ — около 5 кОм. На эти параметры рассчитаны емкости связи и сопротивление согласующих делителей С35С40, С54С56, С57С58. Если применить резонаторы, параметры которых значительно отличаются от указанных, упомянутые емкости следует изменить, как показано на с. 129. Использованные автором резонаторы имеют резонансный интервал менее 2 кГц, поэтому при установке конденсаторов связи с расчетными емкостями АЧХ тракта оказалась резко асимметричной, с большим «завалом» сверху. Введение подстроечных конденсаторов С28, С31, С38 в качестве конденсаторов связи позволило несколько улучшить положение, хотя, конечно, достигнутая неравномерность АЧХ тракта (около 6 дБ) далека от идеала. Лучших результатов можно достичь путем шунтирования резонаторов компенсирующими индуктивностями или замены конденсаторов связи на резонансные контуры.

Восстановив монтаж стоковой цепи смесителя, проверяют работу усилителя мощности несущей. На коллекторах транзисторов VT1, VT2 (А3) при контроле осциллографом должен наблюдаться сигнал с близкой к меандру формой и длительностью фронта и спада не более 4 нс.

Подстроечным резистором R29 устанавливают напряжение смещения на затворах транзисторов смесителя около +8 В. Генератор сигналов подключают к контактной площадке *1*, подают сигнал с частотой настройки приемника в диапазоне 14 МГц и конденсаторами С2, С7, С18 настраивают контуры входного полосового фильтра по максимуму коэффициента передачи. Проверяют АЧХ фильтра и, если его полоса пропускания по уровню — 1 дБ сильно отличается от 100 кГц, подбирают емкости конденсаторов С6, С15, которые удобно выполнить в виде двух скрученных между собой отрезков жесткого монтажного провода длиной по 3—5 см и регулировать их емкость изменением длины и шага скрутки. Подойдет также провод типа ПЭВ или подобный диаметром 0,3—0,5 мм.

Включив диапазон 7 МГц, повторяют настройку фильтра, оперируя только емкостями конденсаторов С4, С5, С13, С14, С19 (А3).

На вход приемника через мостовой сумматор подают двухчастотный сигнал с уровнем, вызывающим заметную интермодуляционную помеху. Подстраивая резистор R29, добиваются минимума помехи. Включив в качестве резистора R12 переменный с номиналом 1 кОм, а в качестве конденсатора С24 малогабаритный КПЕ (от карманного приемника с емкостью до 300—500 пФ), регулировкой этих элементов также добиваются минимума интермодуляционной помехи при ухудшении коэффициента передачи тракта не более чем на 1 дБ. При этих операциях приемник следует настраивать как на частоту $2f_1—f_2$, так и на частоту $2f_2—f_1$, поскольку можно добиться очень хорошего подавления одной из компонент, но при этом может значительно увеличиться другая. Фиксируют такие значения элементов С24, R21, R29, при которых подавление обеих интермодуляционных компонент примерно одинаково.

Можно ожидать лучшего подавления интермодуляционных помех, если применить обычный «диплексор» вместо цепи R12,C24, которую можно преобразовать в такой диплексор путем подключения параллельно конденсатору С24 катушки индуктивности, образующей с этим конденсатором контур, настроенный на ПЧ. Емкость конденсатора при этом целесообразно увеличить до 1 000 пФ, тогда катушка должна иметь индуктивность около 9 мкГн. Ее каркас можно изготовить из отрезка внутренней изоляции коаксиального кабеля РК150-7-11 длиной 30—35 мм. Обмотка содержит 65 витков провода ПЭВ-2 0,2, намотанных в навал, длина намотки — 20 мм. Катушку следует поместить в отдельный экран или расположить в одном с катушкой L6 отсеке экранирующей коробки, но так, чтобы связь между ними была минимальной, т. е. они были предельно разнесены, а их оси должны быть взаимно перпендикулярны и пересекаться в центре обмотки одной из катушек.

Сильный шум приемного тракта может быть вызван насыщением транзисторов усилителя мощности несущей. Увеличивая сопротивление резистора R7, устанавливают ненасыщенный режим работы транзисторов. Наоборот, если при указанных на схеме (рис. 56) напряжениях питания размах напряжения на коллекторах транзисторов VT1, VT2 не достигает 20 В, сопротивление R7 уменьшают, не доходя до резкого возрастания шума приемника.

Следует отметить, что при измерениях динамического диапазона около 110 дБ и более, развязки даже мостовых сумматоров может оказаться недостаточно, и не

только для транзисторных генераторов сигналов, но и для ламповых. Чтобы быть уверенным, что интермодуляция возникает именно в приемнике, можно, например, усилить сигналы генераторов на 20—30 дБ с помощью широкополосных усилителей на СВЧ транзисторах, работающих в сильно недонапряженном режиме А, а между выходами усилителей и сумматором включить аттенюаторы с тем же значением затухания, что и усиление усилителей.

Движок резистора R9 устанавливают в положение максимального усиления и измеряют чувствительность приемника. Резистор R15 подбирают так, чтобы полного размаха сигнал на выходе УЗЧ достигал при напряжении на входе приемника около 10 мкВ.

Налаживание блока А9 начинают с проверки узлов на цифровых микросхемах. При этом должен быть включен блок А1. От автоматического телеграфного ключа подают «точки» и сверяют осциллограммы в разных точках блока с временными диаграммами на рис. 58. Измеряют задержку отпускания поочередно реле К1 и К2 (А1), сравнивая осциллограммы на выводах 3 и 4 микросхемы DD2 (на рис. 58,*а* и *б* даны их инверсии) и подбирая конденсатор С11 (А9) или резистор R10 (А9). Время релаксации одновибратора DD2.2,DD2.3 устанавливают равным среднему времени отпускания реле. Симметрии трапецеидального сигнала на выходе интегратора DD4.1 добиваются подбором резистора R12. Проверяют действие узла блокировки переключения реле К1 и К2, нажимая и отпуская педаль при замкнутых и разомкнутых контактах ключа. Реле должны переключаться только при разомкнутых контактах ключа.

Частоту телеграфного генератора DD4.3 (А9) устанавливают конденсатором С25 внутри полосы пропускания тракта ПЧ приемника, добиваясь привычного тона на выходе ЗЧ. Чтобы услышать сигнал этого генератора с достаточно большим уровнем, может потребоваться соединить вход УПЧ приемника с проводником, конец которого размещают вблизи монтажа генератора.

Зафиксировав частоту телеграфного генератора, измеряют ее значение и вычисляют соответствующий ему двоично-десятичный код. Код устанавливают на входах D микросхем основного счетчика частотомера А7 соединением этих входов с шинами «Общий провод» или «+5 В». После этого частотомер будет показывать частоту передаваемых сигналов, а при настройке приемника по привычному тону — частоту принимаемых сигналов, а не частоту виртуальной несущей однополосного сигнала, как это сделано в описанном ранее аппарате. В остальном, налаживают частотомер в соответствии с изложенным на с. 137, 138.

Подбором резистора R37 (А9) устанавливают ток через транзистор VT10 около 50 мА. Подключив осциллограф к выводу катушки L2, настраивают контур ПЧ L1C3C4C3. Проверив поступление несущих с выходов микросхемы DD1 и их коммутацию при переключении переключателя SA1, подключают осциллограф к РЧ выходу блока А9 и настраивают фильтры L4L7L9L11 и L6L8L10 на средних частотах диапазонов. Снимают АЧХ фильтров, изменяя частоту соответствующих ГПД, и, при необходимости, корректируют емкости конденсаторов связи, изготовить которые целесообразно такими же, как для входного фильтра приемного тракта. Форма напряжения на выходе блока асимметричная, положительная полуволна имеет амплитуду около 1 В, отрицательная не должна превышать 4 В. Настройку фильтров следует вести при отпущенной педали.

Затем отключают питание оконечного каскада. Осциллограф включают в цепь

затворов выходных транзисторов. Нажимают педаль и ключ. В диапазоне 14 МГц, сжимая или растягивая катушку L1, добиваются максимального напряжения в цепи затворов транзисторов VT2—VT5, размах которого должен достигать 40 В. Если полученное значение меньше указанного, увеличивают ток через транзистор VT1, подключая дополнительные резисторы параллельно R2. В диапазоне 7 МГц настройку предоконечного каскада ведут подбором конденсатора С6.

Проверяют поступление трапецеидального напряжения в цепь «Упр. РА» (+1 В при нажатом и —3 В при отпущенном ключе). Проверяют действие цепи «Защита», подавая в нее напряжение до 100 В. При напряжениях от примерно +96 В и выше уровень «нажатия» на втором затворе транзистора VT6 (А9) должен резко уменьшаться и усиление тракта падать. Если значение порогового напряжения цепи «Защита» оказалось иным, изменяют сопротивление резистора R23 (А9)

К выходу передающего тракта трансивера (целесообразно использовать разъем XS4 «РА») подключают эквивалент антенны и осциллограф или высокочастотный вольтметр. Цепь питания оконечного каскада усилителя мощности подключают к внутреннему источнику и измеряют остаточный ток, который при исправных транзисторах обычно не превышает нескольких миллиампер, хотя, по справочникам, может достигать и 0,8 А. Нажимают педаль, от ключа подают «точки». В диапазоне 14 МГц, сжимая или растягивая витки катушки L5, добиваются максимума РЧ напряжения на выходе. В диапазоне 7 МГц то же проделывают с катушкой L6. Убедившись в работоспособности каскада, подают полное напряжение питания +50 В от внешнего источника и, подбирая емкость конденсатора С21, одновременно изменяя индуктивность L5, добиваются максимума выходной мощности в диапазоне 14 МГц, а подбором конденсаторов С20 и С22 с одновременным изменением индуктивности катушки L6 — в диапазоне 7 МГц. Полной выходной мощности 180 Вт на сопротивлении нагрузки 75 Ом соответствует действующее значение напряжения около 115 В или размах (при контроле осциллографом) около 320 В.

Блоки А1 и А2 при исправных деталях и правильном монтаже в налаживании не нуждаются.

В заключение несколько слов о смесителе приемника. Верхнюю границу его динамического диапазона можно поднять на 3—6 дБ, если увеличить размах напряжения несущей в 1,5—2 раза. Для этого в усилителе несущей следует применить более мощные СВЧ транзисторы с большим допустимым коллекторным напряжением, например К911А—КТ911Г, и увеличить напряжение питания коллекторной цепи усилителя до 36—40 В, для чего можно, например, использовать внутренний источник питания оконечного каскада передатчика. Потребуется также уменьшить сопротивление резистора R7 (А3) примерно вдвое, а для повышения мощности возбуждения усилителя несущей соединить параллельно оба элемента микросхемы DD1 (А3). Режим работы транзисторов усилителя несущей — ключевой без насыщения, и мощность, рассеиваемая каждым транзистором, будет около 1 Вт, а на резисторах R4, R5 (А3) будет рассеиваться более чем по 5 Вт (в описанном варианте — по 0,4 и 1,5 Вт соответственно). Если увеличить сопротивление этих резисторов и пропорционально уменьшить ток и мощность, потребляемую каскадом, сохранив неизменным размах выходного напряжения несущей, можно ожидать ухудшения динамического диапазона смесителя из-за удлинения фронта и спада этого напряжения.

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Для работы совместно с вседиапазонным КВ трансивером можно использовать широкополосный усилитель мощности, принципиальная схема которого дана на рис. 62. В диапазонах 1,8—21 МГц его максимальная выходная мощность в телеграфном режиме при напряжении источника питания +50 В и сопротивлении нагрузки 50 Ом — около 90 Вт, в диапазоне 28 МГц — около 80 Вт. Пиковая выходная мощность в режиме усиления однополосных сигналов при уровне интермодуляционных искажений менее —36 дБ составляет около 80 и 70 Вт соответственно. При хорошо подобранных транзисторах усилителя уровень второй гармоники менее —36 дБ, третьей — менее —30 дБ в режиме линейного усиления и менее —20 дБ в режиме максимальной мощности.

Усилитель собран по двухтактной схеме на мощных полевых транзисторах VT1, VT2. Трансформатор типа длинной линии T1 обеспечивает переход от несимметричного источника возбуждения к симметричному входу двухтактного каскада. Резисторы R3, R4 позволяют согласовать входное сопротивление каскада с 50-омной коаксиальной линией при КСВ не более 1,5 в диапазоне 1,8 —30 МГц. Их низкое сопротивление обеспечивает очень хорошую устойчивость усилителя к самовозбуждению. Для установки начального смещения, соответствующего работе транзисторов в режиме B, служит цепь R1, R2, R5. Диоды VD1, VD2 и VD3, VD4 совместно с конденсатором C7 образуют пиковый детектор цепи ALC и защиты транзисторов от перенапряжений в стоковой цепи. Порог срабатывания этой цепи определяется в основном напряжением стабилизации стабилитрона VD9 и близок к 98 В. Диод VD10 не позволяет конденсатору C18 блока A21 (рис. 32) разряжаться через резистор R6. Диоды VD5—VD8 служат для «мгновенной» защиты стоковой цепи от перенапряжений. Трансформатор типа длинной линии T3 обеспечивает переход от

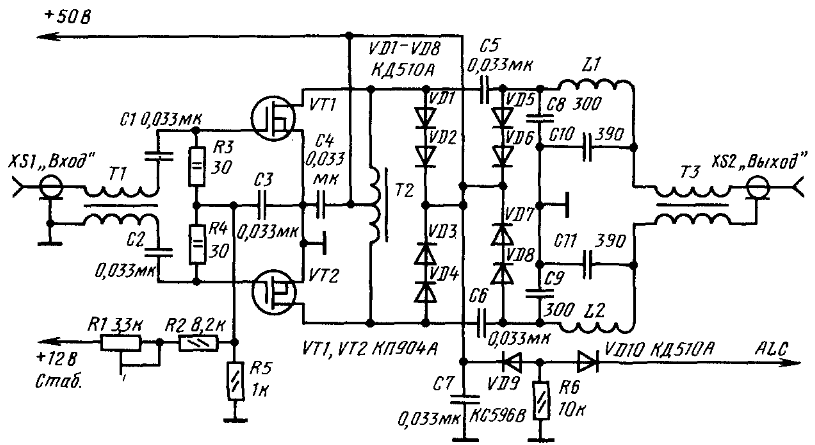


Рис. 62

симметричного выхода усилителя к несимметричной нагрузке. Чтобы облегчить требования к широкополосности этого трансформатора и ослабить возможные выбросы напряжения в стоковой цепи, перед трансформатором включен симметричный ФНЧ C8L1C10,C9L2C11 с частотой среза около 30 МГц.

Монтаж усилителя навесной. Усилитель собран на ребристом радиаторе-теплоотводе из дюралюминия размерами 110×90×45 мм. Ребра профрезерованы с обеих сторон радиатора, их число — 2×13, толщина каждого 2 мм, высота — 15 мм со стороны установки транзисторов и 20 мм со стороны гаек их крепления. На продольной оси радиатора на расстоянии по 25 мм от поперечной оси профрезерованы площадки диаметром 30 мм для установки транзисторов, а с обратной стороны — для гаек крепления. Между транзисторами на ребра радиатора уложена шина «общий провод», вырезанная из листовой меди толщиной 0,5 мм и прикрепленная к основанию радиатора двумя винтами М3, пропущенными между двумя центральными ребрами на расстояниях по 10 мм от его краев. Размеры шины —90×40 мм. К шине прикреплены монтажные стойки.

Катушки L1 и L2 — бескаркасные и намотаны голым медным проводом диаметром 1,5 мм на оправке диаметром 8 мм. При длине намотки 16 мм они имеют по пять витков. Трансформатор Т1 намотан двумя скрученными проводами ПЭЛШО 0,31 с шагом скрутки около трех скруток на сантиметр на кольцевом магнитопроводе из феррита М400НН типоразмера К10×6×5 и содержит 2×9 витков. Трансформаторы Т2 и Т3 намотаны на кольцевых магнитопроводах из феррита той же марки типоразмера К32×20×6. Трансформатор Т2 содержит 2×5 витков скрутки из проводов ПЭЛШО 0,8 с шагом две скрутки на сантиметр, Т3—2×8 витков такой скрутки. Конденсаторы С1—С3 — типа КМ5 или КМ6, С4—С7—КМ4, С8—С11—КТ3.

Налаживание правильно собранного усилителя при исправных деталях сводится к подстройке индуктивностей катушек L1 и L2 по максимуму отдачи в диапазоне 30 МГц путем сжатия или растяжения витков катушек и к установке начального смещения с помощью резистора R1 по минимуму интермодуляционных искажений в режиме усиления однополосного сигнала.

Нужно отметить, что уровень искажений и гармоник в значительной степени зависит от точности подбора транзисторов. Если нет возможности подобрать транзисторы с близкими параметрами, то для каждого транзистора следует сделать отдельные цепи установки начального смещения, а также по минимуму гармоник подобрать один из резисторов R3 или R4 путем подключения параллельно ему дополнительных.

В режиме линейного усиления в диапазонах 14—28 МГц благодаря наличию ФНЧ C8L1C10, C9L2C11 уровень гармоник на выходе усилителя не превышает допустимой нормы 50 мВт, и его можно подключать к антенне непосредственно. В диапазонах 1,8—10 МГц усилитель следует подключать к антенне через простейший ФНЧ, аналогичный по схеме C8L1C10, причем достаточно двух фильтров, одного — для диапазонов 1,8 и 3,5 МГц, другого — для диапазонов 7 и 10 МГц. Емкость обоих конденсаторов первого фильтра — по 2200 пФ, второго — по 820 пФ, индуктивность катушки первого — около 1,7 мкГн, второго — около 0,6 мкГн. Катушки удобно изготовить бескаркасными из голого медного провода диаметром 1,5—2 мм, намотав на оправке диаметром 20 мм (диаметр катушек около 25 мм). Катушка первого фильтра содержит 11 витков при длине намотки 30 мм, второго — шесть витков при длине намотки 25 мм. Настраивают фильтры растяжением и сжатием витков катушек

по максимуму отдачи в диапазонах 3,5 и 10 МГц. Если усилитель используется в перенапряженном режиме, следует на каждом диапазоне включать отдельные фильтры.

Вход усилителя можно согласовать и с 75-омной коаксиальной линией. Для этого номиналы резисторов R3, R4 берут по 39 Ом. Мощность, потребляемая от возбудителя, при этом уменьшится в 1,3 раза, но может увеличиться завал усиления на высокочастотных диапазонах. Для выравнивания АЧХ последовательно с конденсаторами C1 и C2 можно включить катушки с экспериментально подобранной индуктивностью, которая должна быть около 0,1—0,2 мкГн.

Усилитель можно непосредственно нагружать и на сопротивление 75 Ом. Благодаря действию петли ALC линейный недонапряженный режим его работы сохранится, но выходная мощность уменьшится в 1,5 раза.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Для измерения характеристики реальной избирательности вблизи основного канала приема высококачественных приемников нужен диапазонный генератор, спектральная плотность боковых шумов которого заведомо меньше, чем у гетеродина приемника. Обычные любительские и распространенные промышленные генераторы сигналов для этих целей не подходят, и создать такой генератор трудно, но можно использовать малошумящий генератор фиксированной частоты, а при измерениях изменять частоту настройки приемника. Схема простого такого генератора представлена на рис. 63. Он состоит из автогенератора на транзисторе VT1 с кварцевой стабилизацией, буферного резонансного усилителя на транзисторе VT2 и двухрезонаторного кварцевого фильтра B2, B3. Генератор развивает выходное напряжение более 1 В (действующее значение) на сопротивлении нагрузки 50 Ом. Питается генератор от двух батарей «Рубин». В устройстве использованы резонаторы на частоту 14 МГц, однако такую же схему можно применить и при иных частотах.

Генератор вместе с батареями питания заключают в экранирующую коробку размерами не менее 120×65×50 мм (если используются резонаторы в корпусах Б1 или меньших), которую можно спаять из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита. Монтаж генератора навесной, на контактных площадках, вырезанных в фольге нижней крышки коробки. Катушки L1, L2, L4 — дроссели типа ДМ. Катушки

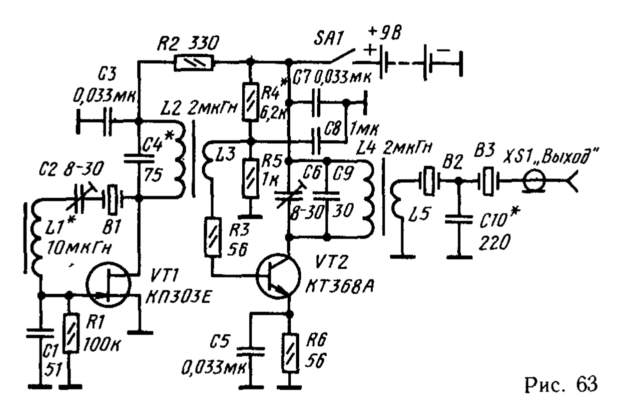


Рис. 63

связи L3 и L5 намотаны одножильным монтажным проводом (подойдет провод от многопарных телефонных кабелей) поверх катушек L2 и L4; они содержат по три витка.

Настраивают генератор так. Фильтр B2, B3 подключают к измерителю АЧХ и подбирают емкость конденсатора C10 так, чтобы полоса пропускания фильтра по уровню — 6 дБ была менее 0,5 кГц. Если полученная при этом емкость $C_п$ много больше указанной на схеме, где она соответствует характеристическому сопротивлению фильтра 50 Ом, нужно соединить выход фильтра с разъемом XS1 через повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации сопротивлений $C_п/220$. Удобно в этом случае взять емкость конденсатора C10 820 пФ, а выход фильтра соединить с разъемом XS1 через простейший трансформатор 1 : 4, который конструктивно может быть, например, таким же, как трансформатор T1 блока A3 (рис. 12).

Ротор конденсатора C2 устанавливают в среднее положение, включают питание и проверяют наличие генерации, например, с помощью приемника. Подбирают конденсатор C4 по максимуму амплитуды на контуре L2C4 при устойчивой генерации (этот контур должен быть настроен несколько ниже частоты генерации). По максимуму амплитуды на входе кварцевого фильтра настраивают контур L4C6C9. Подключив вольтметр или осциллограф к выходу устройства, нагруженного на сопротивление 50 Ом, «вводят» частоту генерации в полосу пропускания кварцевого фильтра с помощью конденсатора C2. При необходимости подбирают индуктивность L1. Подбором резистора R4 устанавливают требуемое напряжение на выходе устройства, которое не должно быть много больше 1 В, иначе могут перегрузиться резонаторы B2, B3.

Как пользоваться генератором? Через переменный аттенюатор его подключают к одному из входов мостового сумматора. К другому входу сумматора подключают диапазонный генератор сигналов, в качестве которого можно использовать практически любой промышленный генератор сигналов соответствующего диапазона. Выход сумматора соединяют со входом приемника, АРУ приемника выключают, к его выходу подключают вольтметр. Приемник настраивают на частоту кварцевого генератора так, чтобы его сигнал попал в центр полосы пропускания приемника, и от этой частоты в дальнейшем отсчитывают расстройку.

Затем кварцевый генератор выключают тумблером «Питание», диапазонный генератор настраивают на частоту настройки приемника, скажем, так, чтобы слышать привычный при приеме телеграфных сигналов тон. Органами регулировки уровня диапазонного генератора исходное отношение (сигнал + шум)/шум на выходе приемника устанавливают, например, 6 дБ, что достаточно для того, чтобы четко слышать сигнал и замечать изменение его уровня и уровня шума. Включают кварцевый генератор и устанавливают такое затухание аттенюатора на его выходе, чтобы показания вольтметра отличались от исходных, например, на 1 дБ. Данный уровень гармонической помехи считают за нулевой. Выключают кварцевый генератор, приемник расстраивают на значение выбранного для измерений шага расстройки. На это же значение изменяют частоту диапазонного генератора, сохраняя неизменным тон и отношение (сигнал +шум) = шум на выходе приемника. Включают кварцевый генератор, и переменным аттенюатором на его выходе добиваются отличия показаний вольтметра от исходных на 1 дБ, записывают значение затухания аттенюатора. Вновь расстраивают приемник на значение шага расстройки и повторяют

описанные операции до таких расстроек, при которых начнет сказываться завал АЧХ преселектора. На скате АЧХ ФОС шаг расстройки выбирают 0,1—0,3 кГц, вдали от него — до десятков килогерц, но, конечно, не «перескакивая» через побочные каналы приема. Вычисляют разности между значениями затухания аттенюатора, при котором был определен нулевой уровень гармонической помехи, и записанными при различных расстройках, и строят искомую кривую.

Как отмечалось, внутри полосы пропускания приемника и в непосредственной близости от нее характеристика реальной избирательности практически полностью совпадает с АЧХ основного канала приема (точнее, с характеристикой затухания, обратной АЧХ), поэтому до расстроек, при которых начнет сказываться блокирование, характеристику реальной избирательности можно измерять проще. Установив нулевой уровень помехи, выключают диапазонный генератор и замечают показания вольтметра. Расстраивая приемник, переменным аттенюатором на выходе кварцевого генератора сохраняют прежнее показание вольтметра. Если известно, что в полосе пропускания преселектора или широкополосных трактов первых ПЧ приемников с многократным преобразованием частоты блокирование обусловлено прежде всего обратным преобразованием шума гетеродина, а не нелинейностью амплитудной характеристики широкополосного тракта, таким упрощенным способом, вообще без диапазонного генератора, можно полностью измерить характеристику реальной избирательности в указанной полосе.

Характер блокирования нетрудно определить с помощью подключенного к выходу приемника вольтметра, а еще лучше — осциллографа. Приемник настраивают на край полосы пропускания преселектора или так, чтобы частота кварцевого генератора оказалась на краю полосы пропускания широкополосного тракта первых ПЧ в аппаратах с многократным преобразованием частоты. Диапазонный генератор настраивают на частоту приема. Увеличивают уровень от кварцевого генератора, следя за показаниями осциллографа. Если начинает возрастать уровень шума при неизменном уровне сигнала, то можно сделать вывод, что блокирование поначалу обусловлено обратным преобразованием шума гетеродина, и характеристику реальной избирательности в указанной полосе можно измерять упрощенно. Наоборот, если повышение уровня от кварцевого генератора приводит сначала к падению уровня сигнала, то блокирование вызвано ограничением амплитудной характеристики широкополосного тракта, и упрощать измерения не следует.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **ГОСТ 14663—83.** Устройства приемные магистральной радиосвязи гектометрового-декаметрового диапазона волн.
2. **Демиденко А.** Низкочастотный RTTY конвертер//Радио.—1985.—№ 9.—с. 19.
3. **ГОСТ 24375—80.** Радиосвязь. Термины и определения.
4. **Голубев В. Н.** Оптимизация главного тракта приема радиоприемного устройства.— М.: Радио и связь, 1982.
5. **Поляков В.** О реальной селективности КВ приемников//Радио.—1981.—№ 3.—С. 18; № 4.—С. 21; № 7, 8.—С. 19.
6. **Беньковский З., Липинский Э.** Любительские антенны коротких и ультракоротких волн: Пер. с польск./Под ред. О. П. Фролова.— М.: Радио и связь, 1983.
7. **Бунин С. Г., Яйленко Л. П.** Справочник радиолюбителя-коротковолновика.— 2-е изд., перераб. и доп.— Киев: Техніка, 1984.
8. **ГОСТ 19896—74.** Синтезаторы частоты для магистральных передающих и приемных устройств магистральной радиосвязи.
9. **ГОСТ 13420—79.** Передатчики для магистральной радиосвязи.
10. **Общесоюзные** нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные спектры излучения радиопередающих устройств гражданского назначения.— М.: Связь, 1976.
11. **Поляков В. Т.** Трансиверы прямого преобразования.— М.: ДОСААФ, 1984.
12. **Пьяных Ю.** Трансивер прямого преобразования//Радио.—1979.—№ 7.—С. 14; 1978.—№ 10.— С. 22.
13. **Касминин Г.** Из «Электроники контура-80»—4-диапазонный трансивер//Радио. — 1985.—№ 1.— С. 18; № 8.— С. 63.
14. **Дроздов В.** Однодиапазонный телеграфный КВ трансивер//Радио.—1983.—№ 1.— С. 18.
15. **Степанов Б., Шульгин Г.** Трансивер «Радио-76-М2»//Радио.—1983.—№ 11.— С. 20; № 12.— С. 16.
16. **Жалнераускас В.** Трансивер UP2NV//Радио.—1974.—№ 8.— С. 24.
17. **Лаповок Я.** Трансивер с кварцевым фильтром//Радио.—1984.—№ 8. С. 24; № 9.— С. 19.
18. **Кобзев В., Севастьянов С., Рощин Г.** Трансивер КРС-78//— Радио.—1979.— № 4.— С. 19; № 5.— С. 22; № 6.— С. 17.
19. **Степанов Б., Шульгин Г.** Трансивер «Радио-77»//Радио.—1977.—№ 11.— С. 21; № 12.— С. 19; 1978.—№ 1.— С. 17; № 2.— С. 20.
20. **Лаповок Я.** Трансивер охотника за DX//Радио.—1983.—№ 5.— С. 14; № 6.— С. 17; № 7.— С. 18.
21. **Чистяков Н. И., Сидоров В. М.** Радиоприемные устройства.— М.: Связь, 1979.
22. **Спиральные** резонаторы//Радио.—1973.—№ 3.— С. 15; 1974.—№ 2.— С. 58.
23. **Скрыпник В.** Блок кварцевых фильтров//Радио.—1982.— № 9.— С. 18.
24. **Заенцев В. В.** и др. Устройства сложения и распределения мощности высокочастотных колебаний.— М.: Сов. радио, 1980.
25. **Поляков В., Степанов Б.** Смеситель гетеродинного приемника//Радио.—1983.— № 4.— С. 19.
26. **Поляков В.** Смеситель приемника прямого преобразования//Радио.—1976.— № 12.— С. 18
27. **Поляков В.** Формирователь SSB сигнала//Радио.—1983.— № 3.— С. 21.
28. **Поляков В.** Балансный модулятор//Радио.—1981.— № 9.— С. 23.
29. **Погосов А.** Модуляторы и детекторы на полевых транзисторах//Радио.— 1981.— № 10.— С. 19.
30. **Трифонов Н.** Балансный преобразователь для трансивера//Радио.—1981.— № 7, 8.— С. 22.
31. **Медведев Р.** Как выбрать частоту преобразования//Радио.—1979.— № 8.— С. 22.

32. **Ким Л. Т.** Транзисторные амплитудные модуляторы в аппаратуре многоканальной связи.— М.: Связь, 1975.
33. **Головин О. В.** Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона.— М.: Радио и связь, 1985.
34. **Кудацкий Л.** Балансный смеситель//Радио.—1983.— № 5.— С. 25.
35. **Васильев В.** Реверсивные узлы в КВ трансивере//Радио.—1980.— № 7.— С. 19.
36. **Нечаев И.** АМ—CW—SSB детектор//Радио.—1982. № 2.— С. 20.
37. **Дьяков А.** Кварцевые генераторы//В помощь радиолюбителю.— Сборник.— Вып. 75.— М.: ДОСААФ, 1981, С. 45—46.
38. **Терещук В.** Гетеродин любительского трансивера//Радио.—1982.— № 12.— С. 20.
39. **Катков С.** Генератор плавного диапазона с ФАПЧ//Радио.—1981.— № 10.— С. 21.
40. **Манассевич В.** Синтезаторы частот. Теория и практика.— М.: Связь, 1979.
41. **QST.** 1984.— № 2.— P. 165.
42. **Крочакевич В.** Цифровая АПЧ//Радио.—1981.— № 11.— С. 15.
43. **Справочник** по интегральным микросхемам/Под ред. Б. В. Тарабрина.—2-е изд., перераб. и доп.— М.: Энергия, 1981.
44. **Жалнераускас В.** Кварцевые фильтры на одинаковых резонаторах//Радио.— 1982.— № 1. С. 18;— № 2.— С. 20.
45. **Мединец Ю.** Фильтры на гармониковых кварцах//Радио.—1980.— № 9.— С. 17.
46. **Волков В., Морозов Н.** Узкополосные кварцевые фильтры в спортивной аппаратуре//Радио.—1975.— № 6.— С. 20; № 7.— С. 24.
47. **Martin M.** Verbesserung des Dinamikbereichs von Kurzwellen-Nachrichten-Empfängern.— Nachrichten Elektronic 35, 1981, Heft 12, 492—496.
48. **Жалнераускас В.** Кварцевые фильтры с переменной полосой пропускания//Радио.—1982.— № 6.— С. 23.
49. **Андрющенко Б.** Усилитель ВЧ связных приемников//Радио.—1984.— № 10.— С. 23.
50. **Петропавловский Ю.** Ограничитель речевого сигнала//Радио.—1981.— № 4.— С. 20.
51. **Ченцов В.** Микрофонный усилитель-ограничитель SSB передатчика//Радио.— 1986.— № 8.— С. 16.
52. **Поляков В.** Фазовые ограничители речевых сигналов//Радио.—1980.— № 3.— С. 22.
53. **Алексеев О. В.** и др. Широкополосные радиопередающие устройства.— М.: Связь, 1978.
54. **Егорычев В.** Формирование телеграфного сигнала//Радио.—1976.— № 12.— С. 20.
55. **Левит М.** Формирователь телеграфных сигналов//Радио.—1984.— № 10.— С. 21.
56. **Степанов Б., Шульгин Г.** Телеграф в SSB аппаратуре//Радио.—1976.— № 9.— С. 22.
57. **Бирюков С.** Цифровая школа//Радио.—1982.— № 11.— С. 18.
58. **Зааль Р.** Справочник по расчету фильтров: Пер. с нем.— М.: Радио и связь, 1983.
59. **Лабутин Л.** Кварцевые резонаторы//Радио.—1975.— № 3.— С. 13.
60. **Бунимович С. Г., Яйленко Л. П.** Техника любительской однополосной радиосвязи.— М.: ДОСААФ, 1970.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Научно-популярное издание

Владимир Владимирович Дроздов

ЛЮБИТЕЛЬСКИЕ КВ ТРАНСИВЕРЫ

Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Редактор издательства Т. В Жукова
Художник В. Ф. Громов
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор А. Н. Золотарева
Корректор Л. А Буданцева

ИБ № 1635

Сдано в набор 13.05.87. Подписано в печать 18.11.87. Т—19063. Формат 60×88/16. Бумага офсетная № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 10,78. Усл. кр.-отт. 11,03. Уч.-изд. л. 12,88. Тираж 120 000 экз. (1-й завод: 1—60 000 экз.) Изд. № 22033. Зак. № 376. Цена 95 к.
Издательство «Радио и связь», 101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 129041, Москва, Б. Переяславская, 46.

95 коп.

МРБ

Любительские КВ трансиверы

Издательство «Радио и связь»